

*EMULADOR DE PILA DE COMBUSTIBLE DE
HIDRÓGENO BASADO EN FPGA Y
CONVERTIDORES*



FACULTAD DE INGENIERÍA



**UNIVERSIDAD
NACIONAL
DE LA PLATA**

Autor: Facundo Daniel Mosquera

Directores: Dr. Ing. Paul Puleston

Dr. Ing. Jerónimo Moré

Instituto LEICI

Departamento de Electrotecnia

Facultad de Ingeniería

Cátedra de Proyecto Final Electrónica

Marzo 2017

RESUMEN

El presente trabajo consiste en el estudio, diseño e implementación de un emulador de pila de combustible de hidrógeno. El objetivo del emulador es ser un reemplazo de las pilas de combustibles reales, para permitir realizar ensayos sin la exposición a costos altos ni riesgos.

La plataforma utilizada para la implementación es una FPGA, la cual fue elegida por sus ventajas de alta velocidad de trabajo y robustez en la programación. La FPGA será la encargada de controlar un convertidor conmutado de potencia que dará las tensiones y corrientes correspondientes a una pila de combustible real.

En los primeros capítulos de este trabajo se lleva a cabo una recopilación de información sobre la teoría de pilas de combustible, además se estudia la FPGA y los convertidores conmutados CC-CC. Luego se realiza una etapa de diseño de los bloques principales del emulador que van a ser implementados. Se presenta la etapa de implementación, donde se dan detalles de las tareas realizadas para llevarla a cabo. Finalmente se analizan los resultados experimentales obtenidos, corroborando el cumplimiento de los objetivos.

ABSTRACT

This work deals with the study, design and implementation of a hydrogen fuel cell emulator. The objective of the emulator is to be an alternative to the real fuel cells, allowing trials without costs and risks.

The platform used for the implementations is an FPGA, which was chosen because of its high work speed and sturdiness at programming. The FPGA will control a switched power converter which will provide current and voltage corresponding to a real fuel cell.

First, the theory of fuel cells is introduced, as well as a study of FPGA and CC-CC switched converters. Afterwards, a design of the emulator main blocks is developed and the implementation stage is presented. Finally the experimental results are analyzed, bearing out if the goals are achieved.

AGRADECIMIENTOS

Primero quisiera agradecer a mis directores, Jero y Paul, su motivación, ayuda y aliento a lo largo del desarrollo del trabajo fue fundamental para que hoy esté terminado. A Jero por estar disponible para responder absolutamente todas las consultas y ayudarme durante el proceso de armado del emulador. A Paul por realizar la revisión completa del trabajo, asistiéndome en la escritura. Fue la combinación perfecta de directores.

A Juli, Emi, Flor, Fran, Damian, Valen, Diego y Aye. Mis compañeros de la facultad que supieron formar parte de mi grupo de estudio, pero más importante aún del grupo de amigos que me acompañó a lo largo de la carrera, con quienes he convivido en algunos casos e hicieron llevadera la carrera. A los ayudantes copados con los que hemos compartido algunas cervezas... o muchas. ¡¡Aguante Birritas!!

A mis viejos Gustavo y Natalia, que me acompañaron, aconsejaron y apoyaron en cada decisión que fui tomando. Mis hermanos con los que disfruto de la convivencia y los momentos que pasamos juntos. A mis tíos Pablo y Kari que desde que llegué a la Plata me adoptaron y estuvieron siempre que los necesité. Al resto de mi familia que supieron entender que no los podía ver seguido. Mis amigos de Saladillo que siempre estuvieron presentes a pesar de que yo no tanto. A Guada quien me acompañó y me dio fuerza durante los últimos años.

Todos ustedes hicieron que una carrera pesada tuviera un pasar entretenido.

¡¡Muchas Gracias!!

CONTENIDO

RESUMEN	II
ABSTRACT	II
AGRADECIMIENTOS	III
CONTENIDO	IV
1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 PERSPECTIVA ENERGÉTICA.....	1
1.2 ENERGÍAS ALTERNATIVAS.....	2
1.3 PILAS DE COMBUSTIBLE.....	3
1.4 SISTEMAS HÍBRIDOS	3
1.5 MOTIVACIONES.....	4
2 FUNDAMENTOS DE PILAS DE COMBUSTIBLE	7
2.1 INTRODUCCIÓN	7
2.2 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO	8
2.3 TIPOS DE PILAS DE COMBUSTIBLE	11
2.4 VENTAJAS Y APLICACIONES	14
2.5 Tensión de Operación de una Celda PEM.....	15
2.5.1 Pérdidas de Activación: La ecuación de Tafel	16
2.5.2 Corrientes internas: una modificación a la ecuación de Tafel	20
2.5.3 Pérdidas Óhmicas	20
2.5.4 Pérdidas de Concentración	21
2.5.5 Combinando las irreversibilidades	24
3 HARDWARE Y PLATAFORMA.....	27
3.1 INTRODUCCIÓN A LA FPGA	27
3.2 LENGUAJES DE DESCRIPCIÓN DE HARDWARE.....	30
3.3 HDLS EN GENERAL.....	30
3.3.1 Niveles de abstracción y estilos descriptivos de modelado con HDL.....	32
3.4 VERILOG.....	33
3.5 VHDL.....	34
3.5.1 Un modelo de Hardware	35
3.5.1.1 Modelo de estructura	35
3.5.1.2 Modelo de concurrencia.....	36
3.5.1.3 Modelo de simulación	36
3.6 CONVERTIDORES CONMUTADOS CC-CC DE POTENCIA	37
3.6.1 Introducción a Convertidores Conmutados	37
3.6.2 Convertidor Reductor	39

3.6.2.1 Modo de conducción continua.....	40
3.6.2.2 Modo de conducción discontinua	44
3.6.2.3 . Ripple en la tensión de salida V_o	47
3.6.2.4 Modelo dinámico.....	49
4 ETAPA DE DISEÑO.....	53
4.1 INTRODUCCIÓN	53
4.2 BLOQUE GENERADOR DE REFERENCIA.....	55
4.3 SISTEMAS DE CONTROL	58
4.3.1 Modelo matemático de la Planta	58
4.3.2 Elección del tipo de controlador.....	61
4.3.3 Diseño del control.....	65
4.4 COMENTARIOS FINALES	70
5 IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	71
5.1 INTRODUCCIÓN	71
5.2 CONVERSION ANALÓGICO DIGITAL	72
5.3 BLOQUE DE FILTRADO.....	73
5.3.1 Filtro en la medición de corriente.....	74
5.3.2 . Filtro en la medición de tensión.....	74
5.3.3 Estructura del filtro.....	76
5.4 . IMPLEMENTACIÓN DEL PI.....	76
5.5 BLOQUE PWM.....	77
5.6 BLOQUE GENERADOR DE REFERENCIA.....	78
5.7 ARMADO DEL EMULADOR.....	79
5.7.1 Prueba de lazo abierto	81
5.7.2 . Pruebas a Lazo cerrado	82
5.8 RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	83
5.8.1 Validación del bloque generador de referencia.....	83
5.8.2 Validación del bloque de control a lazo cerrado.....	84
5.8.3 Emulador Completo.....	86
6 CONCLUSIONES Y PROYECTOS FUTUROS	89
6.1 CONCLUSIONES	89
6.2 PROYECTOS FUTUROS.....	91
7 BIBLIOGRAFÍA.....	93

1 INTRODUCCIÓN

1.1 Perspectiva energética

Basta solamente mirar a nuestro alrededor para darnos cuenta que estamos rodeados de artefactos que necesitan de la energía eléctrica para funcionar. Tanto en ciudades como en sitios aislados, la vida se encuentra condicionada por el uso masivo de artefactos eléctricos. La población mundial hoy en día supera los 6 mil millones de habitantes y se prevé que se duplicara hacia el 2050. Los consumos actuales de energía por año son de alrededor de 144×10^6 TWh (terawatts-hora) y su proyección hacia el 2050 casi se triplicará. (1)

En particular, la República Argentina no está exenta de esta problemática. El crecimiento en el consumo energético anual por habitante ha pasado de 1200 kWh a principios de la década del 70' a 3000 kWh en el último año. (1)

En la actualidad, casi la totalidad de la energía utilizada para el transporte y una porción significativa de aquella utilizada en aplicaciones estacionarias proviene de combustibles fósiles. Aunque, durante el siglo pasado, la utilización de estos últimos ha permitido un inédito crecimiento económico, aumento de la productividad y un mejor nivel de vida en algunas zonas del mundo, esta situación ya no resulta sostenible. Los combustibles fósiles son fuentes de energía finita que degradan el medioambiente. Generando, cuando son utilizados, una gran cantidad de gases de efecto invernadero. Además, desde el punto de vista estratégico, los países que requieren un uso continuo de

los estos combustibles y no lo poseen en cantidades suficientes, comienzan a depender de aquellos países que pueden proveérselos.

1.2 Energías Alternativas

Es por lo comentado en el párrafo anterior que desde las últimas décadas del Siglo XX, surgió la necesidad de diversificar las fuentes primarias de energía. Es por eso que muchos países comenzaron a investigar y fomentar en conjunto la utilización de las fuentes alternativas, no contaminantes, de energía. Iniciativa que fue avalada fuertemente por el acuerdo de París en 2015, el cual fue firmado también por Argentina.

El histórico Acuerdo de París ofrece una oportunidad para que los países fortalezcan la respuesta a la amenaza del cambio climático al mantener el aumento de la temperatura mundial por debajo de 2 °C y, teniendo en cuenta los graves riesgos que entraña, en esforzarse por lograr que no sea superior a 1,5 °C. El Acuerdo, avalado por las naciones unidas (ONU), fue firmado el 12 de diciembre de 2015 y entró en vigor el 4 de noviembre de 2016.

Las energías alternativas tienen muchas ventajas. Son un recurso ilimitado bajo la escala temporal humana y son de libre disponibilidad ya que por ejemplo todo el mundo tiene acceso al sol y al viento. Se pueden encontrar por un lado, las **fuentes de energía primarias renovables** tales como la eólica y la solar, dos de las más difundidas; y por otro, los **vectores energéticos**, que son aquellas sustancias que permiten el almacenamiento de energía para su posterior uso conveniente. Estas últimas a diferencia de las primarias, no existen en estado libre en la naturaleza, es necesario producirlas invirtiendo energía en ello.

El vector energético que mayor relevancia ha tomado en las últimas dos décadas es el **hidrogeno**, postulado como firme candidato para sustituir al petróleo en el camino hacia un futuro energético sustentable. El hidrogeno es un gas incoloro, inodoro, insípido, altamente inflamable y no contaminante. Es el más liviano de los gases conocidos y, de los combustibles empleados, es el que tiene mayor contenido energético por unidad de peso. Entre numerosos métodos existentes, *puede ser producido en forma “limpia” por electrolisis del agua, a partir de electricidad generada por fuentes renovables* como las mencionadas, constituyendo un vector energético 100% libre de contaminación. (2)

1.3 Pilas de Combustible

El aprovechamiento de este elemento tan poderoso puede realizarse en forma eficiente utilizando Pilas de Combustible (FC por sus siglas en inglés), resultando las de tecnología PEM (PEMFC) las que mayor relevancia han tomado en los últimos años. Estos son dispositivos que permiten generar electricidad mediante una reacción de óxido-reducción del tipo electroquímica, a partir de la combinación de hidrógeno y oxígeno, sin contaminar el medio ambiente ni requerir mantenimiento. Desde el punto de vista económico se caracterizan por su alta eficiencia ($\approx 60\%$), alta densidad de potencia, baja corrosión y baja temperatura de operación, por lo tanto, constituyen una alternativa que ha demostrado excelentes prestaciones, como fuente de generación principal, en diversas aplicaciones estacionarias y móviles como pueden ser vehículos terrestres. (3)

1.4 Sistemas Híbridos

Sin embargo, las PEMFC, presentan limitaciones dinámicas y tienen que ser provistas del combustible que consumen, esto hace que pierdan autonomía y que requieran de su combinación con alguna fuente auxiliar de alta densidad de potencia. Estas estructuras se conocen como *sistemas de generación híbrida (SGH)* y han demostrado un gran potencial para la implementación de sistemas de generación de electricidad de alto rendimiento, capaces de abastecer la demanda en forma continua, con una excelente respuesta dinámica y sin producir deterioro del medio ambiente.

En base a la necesidad anterior, la combinación particular de PEMFC con dispositivos de almacenamiento tales como baterías, volantes de inercia (flywheel) y Supercapacitores (SC), ha sido ampliamente investigada. De los mencionados, las baterías y los SC han tomado mayor relevancia debido fundamentalmente a que no poseen partes móviles, simplificando el mantenimiento.

Estos novedosos sistemas de almacenamiento están siendo desarrollados para aplicaciones de mediana y gran potencia, tanto para aplicaciones móviles (autos o transporte) como estacionarias. En consecuencia, actualmente, considerando factores tales como tamaño, cantidad de ciclos de carga/descarga y vida útil, los Sistemas Híbridos basados en PEMFC/SC son los que han demostrado mejor desempeño. (2)

1.5 Motivaciones

En el contexto de lo previamente expuesto, está a la vista que el estudio, la investigación y el desarrollo de los SGH basados en PEMFC es fundamental para proporcionar una solución a los problemas energéticos. Es por esto, que el presente trabajo está enmarcado dentro de un proyecto para realizar un SGH basado en energías alternativas. El cual permitirá realizar ensayos de funcionamiento e implementar técnicas de control. En la figura 1.1 se muestra el esquema del sistema que se está realizando en el Instituto de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (Instituto LEICI) y para el cual fue realizado este proyecto. (4)

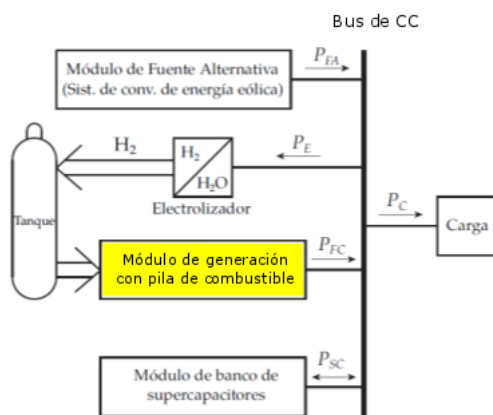


Figura 1.1: Diagrama en bloques de sistema híbrido

Si bien sería ideal contar con todos los módulos *reales* para el armado del SGH, esto representa un gran costo. En el caso particular del módulo de Pila de Combustible (PC es un conjunto de FC), además de la complicación económica, hay que tener en cuenta su tamaño, peso y complejidad de los dispositivos periféricos. Estos últimos son componentes auxiliares que la PC necesita para su correcto funcionamiento, como el sistema de provisión de hidrógeno para el ánodo, el sistema de manejo del aire para el cátodo, el sistema de refrigeración y el de humidificación. Además de estos

componentes también hay que tener en cuenta que el manejo del hidrógeno es muy peligroso debido a que es un gas altamente volátil y que la vida útil de una PC está dada por el número de horas de uso y ciclos de encendido/apagado. (3)

Entendiendo que el marco para el desarrollo del proyecto está justamente orientado a realizar diseño, implementación, ensayos y mediciones, al menos para una primera etapa de experimentación no es necesario contar con una PC real. Efectivamente, se puede reemplazar a la PC real por un sistema de hardware/software versátil que sea capaz de representar su comportamiento. Este sistema o *emulador*, permite realizarestudios, diseño e implementación, puesta punto del sistema y una vez hecho esto reemplazar el emulador por la PC real. Permitiendo una gran reducción en riesgos de rotura de materiales caros o elementos de la Pila y un total ahorro en el consumo de hidrógeno.

Dada la gran ventaja que proporciona la realización de un emulador, este proyecto está basado en implementar un emulador de PC utilizando como soporte de hardware una FPGA y un convertidor de potencia CC-CC conmutado funcionando como reductor.

La elección de la FPGA para comunicarse con el convertidor de potencia no es casual. Este sistema digital es capaz cumplir con las exigencias de velocidad que requieren los convertidores de potencia para su control. Teniendo la ventaja de tener un accionar concurrente lo cual es una gran mejora en comparación con un sistema basado en DSP.

Los primeros dos capítulos introducirán al lector en la teoría de las celdas de combustible, en el funcionamiento de una FPGA y el comportamiento de un convertidor de potencia conmutado, que son conocimiento teóricos básicos necesarios para el desarrollo del proyecto. Los capítulos restantes describirán las tareas realizadas para el diseño y puesta en marcha del emulador de PC.

2 FUNDAMENTOS DE PILAS DE COMBUSTIBLE

Para la comprensión de la temática se estudió una gran cantidad de bibliografía que versa sobre el tópico en cuestión. Se aconsejan las lecturas de (2) (5) para obtener una base introductoria sobre pilas de combustible.

Con el objetivo de que el proyecto sea auto contenido, este capítulo realizará una síntesis de (5) .

2.1 Introducción

Las celdas de combustible son dispositivos electroquímicos que convierten la energía química de un combustible gaseoso directamente en electricidad. La primera demostración de funcionamiento de una celda de combustible se realizó en 1839 por el abogado y científico William Grove. El funcionamiento básico de una celda de combustible es muy simple y puede considerarse como el proceso inverso a la electrólisis del agua. En la Figura 2.1 se muestra un esquema básico, similar a la demostración llevada a cabo por Grove. A pesar de conocerse desde ya hace mucho tiempo, las celdas de combustible se encuentran aún lejos de su plena explotación comercial.

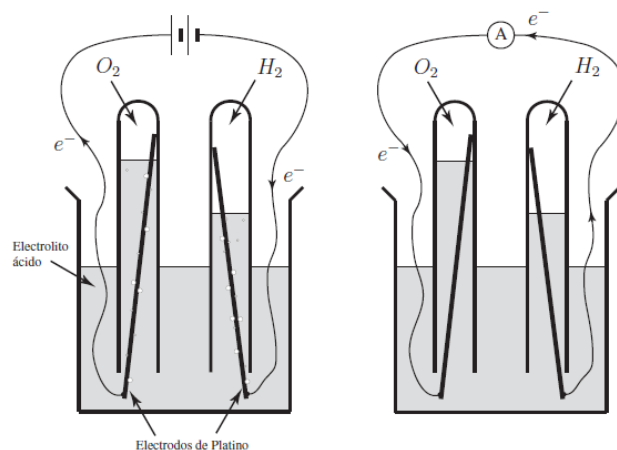


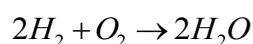
Figura 2. 1: Izquierda: Electrólisis del agua. Derecha: El H_2 y el O_2 reaccionan formando agua y se observa la circulación de una pequeña corriente.

Como se ve en la Figura 2.1, la electrólisis es un proceso que consiste en hacer circular una corriente eléctrica a través del agua, descomponiéndola de esta forma en oxígeno e hidrógeno. Para que esta reacción química tenga lugar son necesarios un electrolito, típicamente algún ácido diluido, y que los electrodos sean de un material catalizador, por ejemplo platino. El proceso inverso consiste en hacer llegar el hidrógeno y el oxígeno a cada uno de los electrodos dopados o contruidos de platino. Estos electrodos se sumergen en el electrolito, el cual es un medio donde los iones H^+ o protones pueden moverse libremente.

Finalmente, conectando los electrodos mediante un circuito externo, se puede apreciar que por éste circula una corriente eléctrica a la vez que el hidrógeno y el oxígeno se combinan formando agua.

2.2 Principio de Funcionamiento

La reacción química completa que tiene lugar en una celda de combustible con membrana de intercambio de protones (tipo PEM, del inglés *Proton Exchange Membrane*) es la siguiente:



En dicho proceso, el hidrógeno está siendo oxidado en una reacción exotérmica, produciendo energía eléctrica y calor. En el proceso descrito las corrientes obtenidas son muy pequeñas, lo cual se debe a dos razones principales:

- La corriente generada es proporcional al área de contacto entre el gas, el electrodo y el electrolito. Asumiendo un electrodo cilíndrico, dicha superficie sería un pequeño anillo por donde el electrodo emerge del electrolito.
- La distancia entre los electrodos, dado que el electrolito presenta resistencia el paso de corriente eléctrica.

Para solucionar estos problemas, generalmente los electrodos se fabrican en forma plana, con una delgada capa de electrolito entre ellos. La estructura del electrodo es porosa, de manera que tanto el gas como el electrolito pueden atravesarlo. Esto es para conseguir la mayor superficie de contacto entre el electrodo, electrolito y gas. La forma constructiva básica se puede observar en la Figura 2.2.

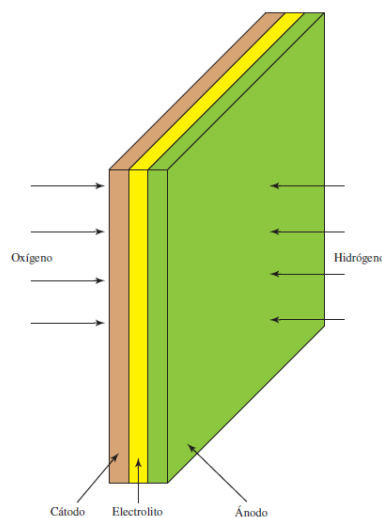


Figura 2. 2: Forma constructiva de los electrodos y membrana de una celda de combustible

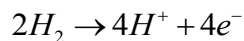
Si bien todo lo dicho anteriormente explica cómo funciona una celda de combustible, generando agua a partir del hidrógeno y oxígeno, no es realmente visible donde es que se produce la corriente eléctrica medida en el amperímetro de la Figura 2.1.

Para dar explicación a ello, deben analizarse las reacciones que se suceden en cada uno de los electrodos. Si bien existen diversos tipos de celdas de combustible, cada

una con sus propias reacciones internas, se dan a continuación las reacciones químicas parciales de las celdas que tienen un electrolito ácido como son las celdas PEM, objeto de estudio de este Proyecto.

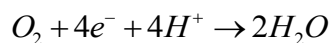
En el ánodo de este tipo de celdas de combustible, el hidrógeno se ioniza liberando electrones y creando iones H^+ (o protones):

Ecuación 2. 1



Ésta es una reacción exotérmica. En el cátodo, el oxígeno reacciona con electrones del electrodo y con iones H^+ del electrolito, formando agua:

Ecuación 2. 2



Es claro de estas reacciones que para que se produzcan continuamente, los electrones producidos en el ánodo deben pasar por un circuito eléctrico hacia el cátodo. Además, los iones H^+ deben pasar a través del electrolito. La Figura 2.3 resume esta idea. En general se puede decir que un ácido es un fluido con iones H^+ móviles o libres, de manera que sirve a este propósito. En el caso de las celdas PEM, como se detallará en el próximo capítulo, se utilizan polímeros construidos especialmente para permitir que los iones H^+ puedan moverse libremente a través de ellos.

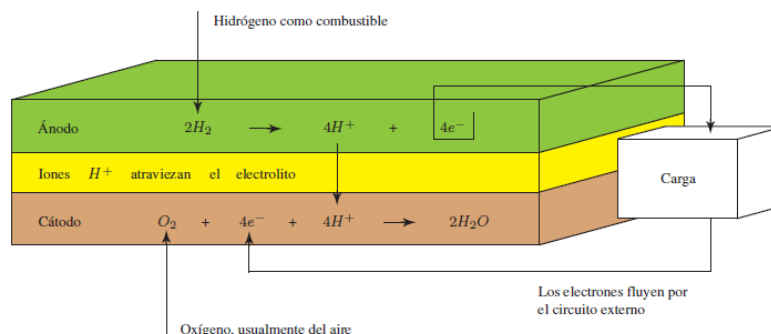


Figura 2. 3:Reacciones parciales en los electrodos de la celda de combustible

Comparando las ecuaciones 2.1 y 2.2 se puede ver que se requieren dos moléculas de hidrógeno por cada molécula de oxígeno para mantener el sistema balanceado. Nótese que el electrolito sólo debe permitir el paso de los iones H^+ y no el paso de electrones. En caso contrario, los electrones atravesarían el electrolito y no pasarían por el circuito externo, como es deseado.

2.3 Tipos de Pilas de Combustible

Dejando de lado los problemas prácticos como la fabricación y el costo de los materiales, existen dos problemas fundamentales con las celdas de combustible:

- El bajo grado de reacción, lo que lleva a densidades de corriente y potencia bajas.
- El hidrógeno puro es un combustible que en general no se encuentra libre.

Para resolver estos problemas, se han desarrollado diversos tipos de celdas. A pesar de que este trabajo tiene como finalidad el análisis de celdas de combustible tipo PEM, en esta sección se da una breve reseña de los tipos de celdas de combustible existentes. Los diferentes tipos suelen recibir el nombre en función del tipo de electrolito que usan, aunque suelen tener otras diferencias también. Existen actualmente seis tipos de celdas de combustible que surgieron como sistemas viables para el presente y futuro cercano. Un resumen de los seis tipos se da en la Tabla 2.1.

Tipo	Ion Móvil	Temperatura de Operación	Aplicaciones
<i>Proton exchange membrane</i> (PEMFC)	H^+	30 – 100°C	Vehículos y aplicaciones móviles, pequeños sistemas CHP
Alcalina (AFC)	OH^-	50 – 200°C	Usada en vehículos espaciales
Metanol Directo (DMFC)	H^+	20 – 90°C	Sistemas electrónicos portables de baja potencia
Ácido Fosfórico (PAFC)	H^+	~ 220°C	Gran número de sistemas CHP de 200kW actualmente en uso
Carbonato Derretido (MCFC)	CO_3^{2-}	~ 650°C	Para sistemas CHP de mediana y gran escala
Óxido Sólido (SOFC)	O^{2-}	500 – 1000°C	Para cualquier tamaño de sistemas CHP

Tabla 2.1: Diferentes tipos de Celdas de Combustible

Las celdas de combustible tipo PEM tienen la ventaja fundamental de ser muy sencillas. Por otro lado, es posible fabricarlas en un rango muy amplio de potencias, por lo que tienen un amplio espectro de aplicaciones. El electrolito es un polímero sólido en

que los protones son móviles (de ahí también que suele considerarse PEM por el inglés *Polymer Electrolyte Membrane*). Estas celdas trabajan a relativamente baja temperatura, de manera que el problema del bajo grado de reacción se resuelve mediante el uso de catalizadores y electrodos sofisticados. Normalmente, el catalizador es platino y los desarrollos de los últimos años han logrado que las cantidades necesarias sean muy pequeñas. Así, el costo del platino es sólo una pequeña parte en el precio total de la celda. En estas celdas, debe utilizarse hidrógeno de alta pureza (al menos 99,999%) y existen diversas técnicas para lograr esto. Una de las formas más directas es por medio de electrolizadores, aunque es un método actualmente costoso y de no gran eficiencia. Actualmente se utilizan reformadores de combustibles fósiles con varias etapas de purificación.

Una solución muy atractiva al problema de alimentar con hidrógeno puro a la celda es usar metanol (CH_3OH) como combustible. Esto puede hacerse en cierto tipo de celdas PEM y se las llama *celdas de combustible de metanol directo* (DMFC). Reciben este nombre porque en ellas se utiliza el metanol como combustible en su forma líquida, sin ningún tipo de reformado previo para extraer el hidrógeno. Desafortunadamente, estas celdas desarrollan muy bajas densidades de potencia. Aun así, existen muchas posibles aplicaciones en el área de equipos electrónicos portátiles. En general, estas celdas tienen un campo de aplicación limitados a sistemas que requieran un consumo de potencia pequeño y estable por períodos largos.

Las celdas del tipo alcalinas (AFC) fueron las primeras en ser desarrolladas y se utilizaron en naves espaciales como el Apollo y el Shuttle. El bajo grado de reacción es solucionado utilizando electrodos muy porosos y platino como catalizador. En algunos casos también se trabaja a muy altas presiones. Si bien existen casos en que estas celdas trabajan a unos 200°C , normalmente trabajan por debajo de los 100°C . La principal desventaja de estas celdas es que para su correcto funcionamiento tanto el combustible como el oxígeno o aire utilizado deben encontrarse libres de CO_2 .

Las celdas de ácido fosfórico (PAFC) fueron las primeras en producirse comercialmente. Muchos equipos de 200kW se encuentran instalados en Estados Unidos y en Europa. Utilizan electrodos porosos, platino como catalizador y una temperatura relativamente alta ($\sim 200^\circ\text{C}$) para llevar el grado de reacción a niveles razonables. El hidrógeno con que se alimenta la celda se obtiene del reformado de gas natural en hidrógeno y dióxido de carbono. El problema es que el equipamiento para

realizar esto eleva considerablemente el costo, la complejidad y el tamaño de la celda de combustible. Sin embargo, las PAFC hacen uso de la inherente simplicidad de las celdas de combustible para formar un sistema de potencia confiable y libre de mantenimiento. Muchos sistemas de PAFC han trabajado continuamente con muy poco mantenimiento que requiera apagarlo o de intervención humana durante más de un año.

Las celdas de óxido sólido (SOFC) operan en la región de 600 a 1000°C. Esto es para conseguir altos grados de reacción sin necesidad de utilizar catalizadores extremadamente costosos y para que los combustibles como el gas natural puedan ser utilizados directamente (sin necesidad de un reformado externo). Su principal desventaja surge en que estas celdas deben construirse con materiales cerámicos que resultan difíciles de maquinar y muy caros de fabricar. Además, es necesaria también una gran cantidad de equipo extra para hacer funcionar el sistema completo. Este equipamiento incluye pre-calentadores de combustible y aire, un sistema complejo de refrigeración y control de temperatura. Además, dada su elevada temperatura de trabajo, la puesta en marcha y apagado suelen ser procesos muy delicados.

A pesar de trabajar a temperaturas cercanas a los 1000°C, las SOFC se mantienen siempre en estado sólido. Este no es el caso de las celdas de combustible del tipo *Carbonato Derretido* (MCFC), que tienen la interesante particularidad de necesitar dióxido de carbono en el aire para funcionar. La alta temperatura de trabajo permite lograr grandes grados de reacción utilizando catalizadores relativamente baratos como el níquel. Éste sirve además como conductor eléctrico para el electrodo. Estas celdas pueden utilizarse directamente con gases como el metano, sin necesidad de reformarlo previamente. Sin embargo, la simplicidad de la celda se ve contrarrestada por la naturaleza del electrolito: una mezcla corrosiva de carbonatos de litio, potasio y sodio a muy alta temperatura.

Existen además otros tipos de celdas, no tan populares y que además se encuentran muy poco desarrolladas. Incluso, algunos autores ponen en duda si deben o no llamarse celdas de combustible, dado su principio de funcionamiento (6). Escapa al alcance de este trabajo profundizar en estos tipos de tecnologías.

2.4 Ventajasy Aplicaciones

Una de las desventajas más importantes hoy en día de las celdas de combustible es su costo y durabilidad. Sin embargo, existen numerosas ventajas dependiendo del tipo de celda de combustible, dando lugar a diferentes aplicaciones para cada caso. La siguiente lista enumera las ventajas principales:

- **Eficiencia:** las celdas de combustible asociadas a motores eléctricos pueden trabajar de manera que desarrollen eficiencias más elevadas que los motores de combustión interna (del orden del 50% de eficiencia eléctrica), tanto basados en pistones como en turbinas. De la misma forma, los sistemas de celdas de combustible pueden trabajar de manera que desarrollen eficiencias superiores a la de motores de combustión interna asociados a generadores eléctricos. Además, tanto los sistemas pequeños como los grandes pueden ser igualmente eficientes. Esto es muy importante en el caso de pequeñas fuentes de energía locales necesarias para sistemas de Potencia y Calor Combinados (CHP por sus siglas en inglés).
- **Simplicidad:** el principio de funcionamiento de una celda de combustible es muy simple, sin partes móviles. Esto puede redundar en sistemas muy confiables.
- **Bajas Emisiones:** el producto de la reacción principal de la celda de combustible es agua cuando se la alimenta con hidrógeno puro. Esto significa que una celda de combustible puede ser localmente de “emisión cero”. Ésta es su principal ventaja cuando se las utiliza en vehículos, dado que actualmente existen ciertos requerimientos de reducción de emisiones tóxicas y hasta su total eliminación dentro de las ciudades. Para 2020, por ejemplo, en Europa se estipuló una reducción del 20% respecto de las emisiones de 1990.
- **Ruido:** las celdas de combustible son muy silenciosas, incluso aquellas que requieren equipamiento extra para el procesamiento del combustible. Esto es muy importante tanto para aplicaciones portables como estacionarias.

El hecho de que el combustible preferido en celdas de combustible sea el hidrógeno es una desventaja importante. Si bien éste es un elemento químico muy abundante en nuestro planeta, en general no se lo encuentra libre. Cabe destacar que hoy en día la producción de hidrógeno para su utilización como combustible involucra considerables emisiones de CO₂, puesto que se realiza mediante el reformado de combustibles fósiles. No obstante, es posible la producción de hidrógeno a partir del agua mediante el uso de electrolizadores, aprovechando energías alternativas no contaminantes como la eólica o la solar. De esta forma, a medida que los combustibles

fósiles se vayan agotando, es probable que el hidrógeno se convierta en la mayor fuente de energía del mundo y el vector energético más estable.

Las ventajas de las celdas de combustible tuvieron su mayor impacto en los sistemas CHP, tanto de pequeña como de gran escala, en fuentes de energía móviles, especialmente para vehículos y equipamiento electrónico como computadoras portátiles, teléfonos móviles y equipamiento de comunicaciones de uso militar. Una característica importante de las celdas de combustible y en particular en la tipo PEM, es su gran rango de aplicaciones: desde unos pocos watts hasta el orden de los megawatts. En este sentido, las celdas de combustible son convertidores de energía únicos y su rango de potencia excede el de cualquier otro tipo.

2.5 Tensión de operación de una Celda PEM

Una curva típica de tensión vs corriente se muestra en la Figura 2.4. Es necesario hacer notar que en la misma se da la tensión en función de la *densidad de corriente*, como es común.

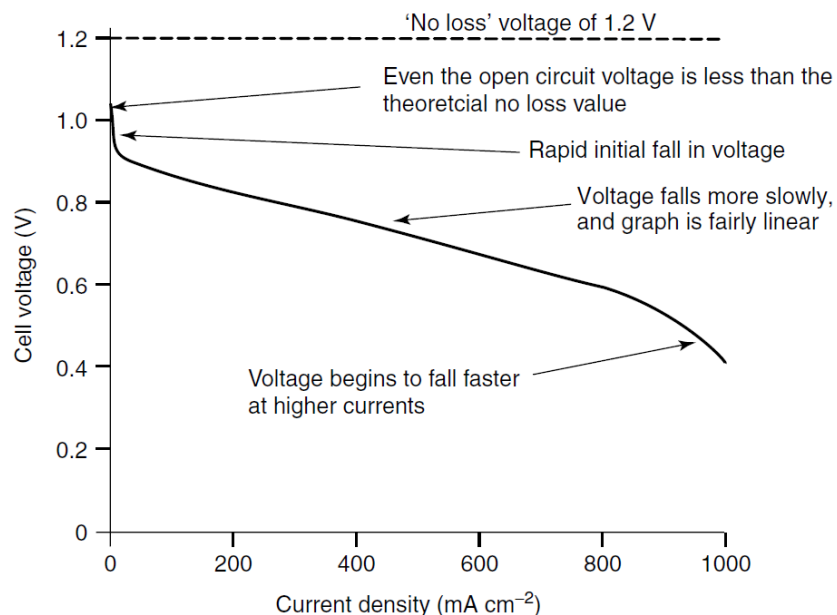


Figura 2. 4: Forma típica de la curva de tensión en función de la densidad de corriente

En el análisis de las curvas como la de la Figura 2.4 se puede observar que:

- Aún a circuito abierto la tensión es menor que el valor teórico de aproximadamente 1,2V.

- Hay una rápida caída de tensión inicial.
- La tensión luego empieza a caer más lentamente, prácticamente en forma lineal.
- A altas densidades de corriente se observa que la tensión cae rápidamente.

Viendo esto, es necesario analizar las diversas pérdidas o irreversibilidades que se producen en la celda de combustible y que hasta el momento no se mencionaron.

La forma típica de las curvas de tensión en función de la densidad de corriente surge a partir de tres fenómenos principales.

1. *Pérdidas de Activación*: son causadas por la baja velocidad de reacción que tienen lugar en la superficie de los electrodos. Una parte de la tensión generada es utilizada por la reacción química para transferir los electrones desde o hacia el electrodo.
2. *Pérdidas Óhmicas*: esta caída de tensión es debida la resistencia del electrolito al paso de protones, como la resistencia eléctrica propia del material de los electrodos y las diversas conexiones. Esta caída de tensión es esencialmente proporcional a la densidad de corriente.
3. *Pérdidas de Concentración o Difusión*: estas resultan del cambio en la concentración de los reactivos en la superficie de los electrodos. Su efecto es apreciable a grandes densidades de corriente.

2.5.1 Pérdidas de Activación: La ecuación de Tafel

Como resultado de diversos experimentos, Tafel descubrió en el año 1905 que la caída de tensión en la superficie de un electrodo seguía un patrón similar en una gran variedad de reacciones químicas. Este patrón puede ser aproximado por una función logarítmica de la siguiente forma:

Ecuación 2. 3

$$\Delta V_{act} = A \ln \left(\frac{i}{i_0} \right)$$

Esta ecuación es la llamada *ecuación de Tafel*. La constante A es mayor para las reacciones electroquímicas lentas. La constante i_0 es más alta si la reacción es rápida y puede considerarse como la densidad de corriente para la cual la caída de tensión se aparta de cero o deja de ser despreciable. Es importante recordar además, que esta expresión es válida para densidades de corriente $i > i_0$. Esta corriente i_0 suele llamarse *densidad de corriente de intercambio*.

Las constantes de la ecuación de Tafel suelen ser obtenidas mediante mediciones experimentales, como en el trabajo (7). De todas formas, esta ecuación tiene una base teórica y se ha mostrado que para una celda de combustible tipo PEM la constante A toma el valor:

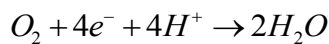
Ecuación 2. 4

$$A = \frac{RT}{2\alpha F}$$

La constante α se llama *coeficiente de transferencia de carga* y es la proporción de energía que es gastada en cambiar la velocidad de una reacción electroquímica. Su valor depende de la reacción y del material con el que está construido el electrodo, pero en general se encuentra en el rango de 0 a 1.0. Para el electrodo del hidrógeno (ánodo) su valor medio es de 0.5, aunque depende mucho del material del electrodo. En el electrodo del oxígeno (cátodo), este coeficiente muestra más variación, pero suele estar entre 0.1 y 0.5 en la mayoría de los casos.

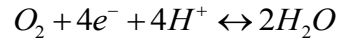
La presencia de la temperatura T en la ecuación 2.4 hace pensar en que aumentar la temperatura tiene el efecto de incrementar la caída de tensión por activación. Sin embargo, el aumento de i_0 con la temperatura supera enormemente al efecto del aumento de A . En realidad, cuando se desea reducir el valor de la caída de tensión por activación se busca aumentar el valor de i_0 puesto que es este valor quien tiene mayor impacto sobre ΔV_{act} .

La densidad de corriente i_0 puede ser visualizada como sigue. En el cátodo de una celda de combustible se produce la siguiente reacción química:



Cuando no se toma corriente de la celda de combustible, puede suponerse que esta reacción no tiene lugar. Sin embargo la reacción sucede todo el tiempo, aunque la reacción inversa también lo hace a la misma velocidad. Existe entonces un equilibrio en la reacción:

Ecuación 2. 5



Por lo tanto, existe un flujo continuo de electrones siendo liberados y volviendo a reaccionar en el cátodo. Este flujo es la densidad de corriente i_0 . Si i_0 es grande, significa que en el electrodo hay un gran número de moléculas reaccionando tanto en un sentido como en el otro, según indica la Ecuación 2.5. Entonces, lo que se hace es favorecer la reacción de la Ec. 2.5 en un sentido y no en el otro, en lugar de iniciar una reacción química que no se está produciendo. Como ya fue mencionado, para mejorar la *performance* de las celdas de combustible se busca que este valor de i_0 sea lo mayor posible. En la Figura 2.5 se muestra una curva de tensión en función de densidad de corriente donde sólo se consideran las pérdidas de activación. Dicha curva se muestra para dos valores de i_0 , entonces se aprecia claramente que para mayores valores de i_0 menor es la caída de tensión en la celda, para cualquier valor de (7).

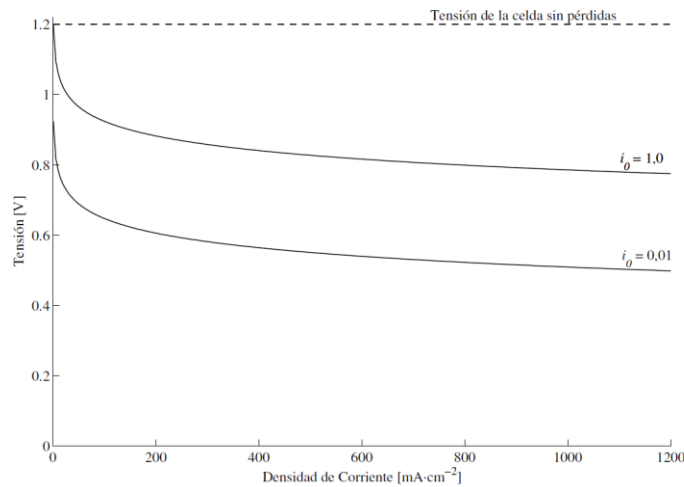


Figura 2. 5: Tensión de la celda sólo considerando pérdidas de activación

La ecuación de Tafel debe ser utilizada para cada electrodo (ánodo y cátodo) de la celda de combustible. Esto significa que la caída de tensión en una celda de combustible estará dado por:

Ecuación 2. 6

$$V_{act} = A_a \ln\left(\frac{i}{i_0}\right) + A_c \ln\left(\frac{i}{i_0}\right)$$

Esto puede llevarse a una forma más compacta:

$$\Delta V_{act} = A \ln \left(\frac{i}{b} \right)$$

Donde

$$A = A_a + A_c \text{ y } b = i_{0_a}^{\frac{A_a}{A}} \cdot i_{0_c}^{\frac{A_c}{A}}$$

De la experiencia (7) se conoce que los valores de i_{0_a} (densidad de corriente de intercambio en el ánodo) son mucho mayores que los de i_{0_c} (densidad de corriente de intercambio en el cátodo), siendo entonces preponderante en la ecuación 2.6 la caída de tensión en el cátodo frente a la del ánodo. Por esto es que en muchos casos se considera que las pérdidas de activación son debidas al electrodo del cátodo, despreciando la caída de tensión en el ánodo.

Como se dijo y se mostró en la Figura 2.5, la densidad de corriente de intercambio i_0 es un factor crucial en reducir la caída de tensión por activación. Es deseable que este valor sea lo más grande posible, principalmente en el cátodo. Existen varias formas de lograrlo:

- *Elevando la temperatura de la celda:* Las celdas de combustible de alta temperatura aprovechan esta ventaja, aunque las celdas tipo PEM deben trabajar siempre por debajo de $100^\circ C$.
- *El uso de catalizadores eficientes:* El valor de i_0 depende fuertemente del material del electrodo y del catalizador en él. En este sentido, el platino es uno de los mejores catalizadores.
- *Incrementando la rugosidad de los electrodos:* Esto incrementa la superficie real o efectiva de cada cm^2 y también incrementará el valor de i_0 .
- *Aumentando la concentración de reactivos:* por ejemplo, utilizando oxígeno puro en lugar de aire. Aunque esto no siempre es posible, dependiendo de la aplicación. Esto también incrementa la tensión “reversible” de circuito abierto.
- *Aumentando la presión:* esto también incrementa la tensión “reversible” de circuito abierto. El cuidado a tener en cuenta es que esto aumenta las posibilidades de tener pérdidas de hidrógeno u oxígeno en la celda.

2.5.2 Corrientes internas: una modificación a la ecuación de Tafel

El electrolito para una celda de combustible debe cumplir con dos objetivos principales:

- Permitir el paso de protones a la vez de no permitir el paso de electrones
- No permitir el paso del combustible sin reaccionar directamente hacia el cátodo.

Estas dos cosas son típicas en este tipo de electrolito, pero siempre existe la posibilidad de que pequeñas cantidades de combustible (H_2) crucen hacia el cátodo a través del electrolito. De la misma forma, es probable que algunos electrones atraviesen el electrolito, sin circular por el circuito externo. Ambos fenómenos tienen un efecto que puede considerarse como una corriente interna, generando una pérdida extra a la tensión de la celda.

Este efecto no suele ser siempre considerado puesto que su valor suele ser (y se busca que así sea) muy pequeño. Además, su efecto principal se da a pequeñas densidades de corriente y para los valores prácticos su incidencia es mínima.

Para contabilizar su efecto, se introduce una modificación a la ecuación de Tafel antes vista. Si llamamos i_n a la densidad de corriente interna de la celda, podemos escribir:

Ecuación 2. 7

$$\Delta V = A \ln \left(\frac{i + i_n}{i_0} \right)$$

2.5.3 Pérdidas Óhmicas

Éstas son las pérdidas debidas a la resistencia al flujo de protones del electrolito y la resistencia eléctrica de los electrodos. La caída de tensión en función de la corriente es sencillamente:

$$V = I \cdot R$$

La mayoría de las veces, el valor de la resistencia está dominado principalmente por electrolito, aunque en algunos casos podría no ser así. Para ser consistente con lo hasta aquí desarrollado, conviene expresar esta ecuación en función de la densidad de corriente. Para esto, se utiliza el valor de resistencia correspondiente a 1 cm^2 de área

activa de celda. Esta resistencia se denota con la letra r y se la llama *resistencia específica por unidad de área*. La ecuación de la caída de tensión resulta:

Ecuación 2. 8

$$\Delta V_{ohm} = ir$$

Donde i es la densidad de corriente expresada en $A.cm^{-2}$ y la resistencia específica por unidad de área r entonces está dada $\Omega.cm^2$. En la Figura 2.6 se muestra una curva de tensión vs densidad de corriente considerando solamente las pérdidas óhmicas. Se debe notar que se asume que el valor de r es constante para todo valor de corriente. Esto no necesariamente es siempre así, pero en la práctica es una muy buena aproximación (7) (6).

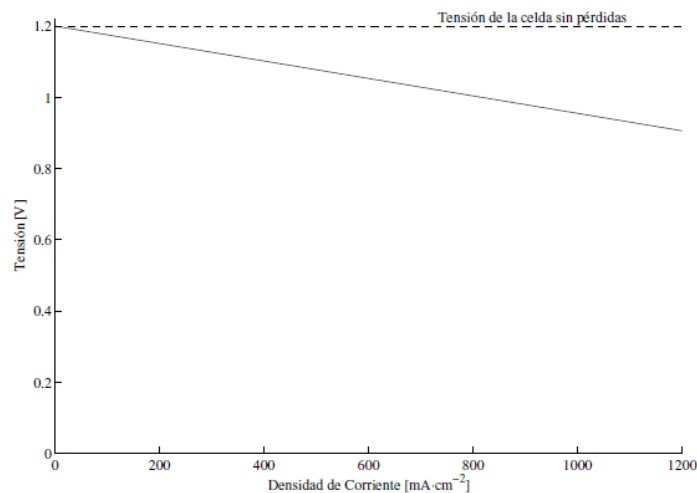


Figura 2. 6: Tensión de la celda sólo considerando pérdidas óhmicas

Existen varios métodos para reducir las pérdidas óhmicas:

- Usando electrodos con la mayor conductividad posible.
- Buen diseño y elección de materiales para las placas bipolares y conexiones.
- Hacer el electrolito lo más delgado posible. De todas formas, esto es complicado puesto que debe ser lo suficientemente grueso como para soportar los electrodos y para que no se produzcan contactos ni fugas de gases de un electrodo a otro.

2.5.4 Pérdidas de Concentración

Si el cátodo es alimentado con aire en lugar de oxígeno puro, es claro que a medida que éste reacciona formando agua, se produce una pequeña reducción en su

concentración en la cercanía del electrodo. La reducción en la concentración estará dada por la corriente que se esté tomando de la celda y de factores físicos como por ejemplo cuan bien puede circular el aire por el cátodo y cuán rápido puede re-abastecerse el oxígeno. Además, la reducción de concentración produce una disminución en la presión parcial de oxígeno en el cátodo.

De forma similar, si se alimenta de hidrógeno el ánodo habrá una pequeña disminución en la presión si éste es consumido como resultado de que una corriente está siendo extraída de la celda. Esta reducción de presión resulta del hecho de que existe un flujo de hidrógeno por los tubos de alimentación y este flujo da como resultado una caída de presión por su resistencia a fluir. Esta disminución dependerá de la corriente tomada de la celda y de las características físicas del sistema de alimentación de hidrógeno.

En ambos casos, la reducción de las presiones resulta en una disminución de la tensión de la celda. No existe una solución analítica formal para este problema, aunque existen diversas formas de representarla mediante ecuaciones que se ajustan muy bien a datos experimentales (7) (6). La solución más utilizada en los últimos tiempos y muy citada en la literatura es la siguiente:

Ecuación 2. 9

$$\Delta V_{conc} = m \exp(ni)$$

Esta ecuación se ajusta muy bien a los datos experimentales mediante la elección adecuada de las constantes m y n. El valor de m típicamente toma valores cercanos a 3×10^{-5} y n cercano a $8 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \text{ mA}^{-1}$. En la Figura 2.7 se muestra una curva de tensión de celda en función de la densidad de corriente para estos valores de m y n, considerando solamente estas pérdidas.

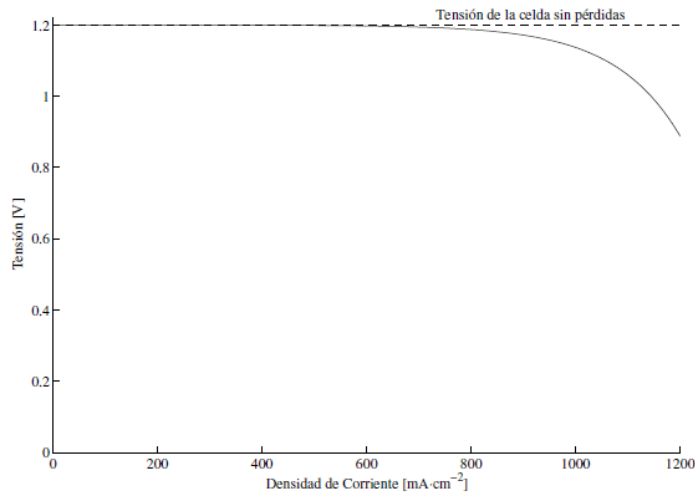


Figura 2. 7: Tensión de la celda sólo considerando pérdidas de concentración

La caída de tensión por pérdida de concentración es particularmente importante en los casos en que el hidrógeno es alimentado desde algún tipo de reformador. Esto es debido a que puede ser difícil con un esquema de este tipo aumentar la velocidad de producción de hidrógeno para cubrir la demanda de la celda. También puede ser un problema la formación de agua, producto de la reacción química dentro de la celda, ya que tenderá a obstruir la circulación de oxígeno por el cátodo.

2.5.5 Combinando las irreversibilidades

Se da a continuación el modelo o ecuación final que da la tensión de la celda de combustible en función de la densidad de corriente i .

Ecuación 2. 10

$$V_{FC} = E - \Delta V_{ohm} - \Delta V_{act} - \Delta V_{conc}$$
$$V_{FC} = E - ir - A \ln \left(\frac{i}{i_0} \right) - m \exp(ni)$$

Dónde:

E es la tensión reversible de circuito abierto.

A es la constante de la ecuación de Tafel i_0 es la densidad de corriente de intercambio en el cátodo si la caída de tensión catódica es mucho mayor que la anódica, aunque en el caso general es función de ambas densidades de corriente.

m y n son las constantes de la caída de tensión por pérdidas de concentración.

r es la resistencia específica por unidad de área.

Si asumimos que i no será menor a i_0 , podemos reescribir la ecuación 2.10 haciendo el siguiente cambio:

Ecuación 2. 11

$$\Delta V_{act} = A \ln \left(\frac{i}{i_0} \right) = A \ln(i) - A \ln(i_0)$$

Reagrupando ahora estos dos términos:

Ecuación 2. 12

$$E_{oc} = E + A \ln(i_0)$$

Se debe notar que la tensión E_{oc} será siempre menor que E , puesto que i_0 es pequeño y dará valores de logaritmos negativos. Sustituyendo obtenemos finalmente:

Ecuación 2. 13

$$V_{FC} = E_{oc} - ir - A \ln(i) - m \exp(ni)$$

Ésta es una ecuación muy sencilla, pero aun así generalmente se ajusta satisfactoriamente a los datos experimentales de celdas de combustibles reales. En el artículo (7), los autores presentan un ejemplo de este tipo de ajuste de esta curva a resultados experimentales sobre una pila de combustible tipo PEM. Incluso se proponen algunas modificaciones a la misma para representar aún mejor el comportamiento real en este caso particular. La Figura 2.4 al principio de esta sección fue realizada con la ecuación 2.13 para valores típicos encontrados en la bibliografía (6). Por otro lado, cabe mencionar que ésta es una representación estática de la relación tensión-corriente de una pila de combustible. En la bibliografía se tratan numerosos modelos dinámicos para pilas tipo PEM y de diversa complejidad. Se puede destacar por ejemplo un modelo orientado al control desarrollado en (7) y un modelo lineal obtenido a partir de ensayos experimentales y ajuste de parámetros presentado en (7).

Como comentario final, se debe hacer notar que tanto en la ecuación 2.10 como en 2.13 no se ve explícitamente la dependencia de la tensión con la temperatura. Sin embargo, la tensión de circuito abierto E_{oc} depende de la temperatura, recordando que su valor cambia con i_0 como muestra la ecuación 2.12. Como se vio, i_0 depende entre otros parámetros de la temperatura. Incluso la tensión reversible de circuito abierto E también varía con la temperatura al igual que la constante A de la ecuación de Tafel. Si bien las constantes m y n se obtienen como ajuste a datos experimentales, se sabe que el efecto de las pérdidas por concentración se reduce al elevar la temperatura.

En la práctica también es común despreciar las pérdidas de concentración si se asume que no se trabajará a altas densidades de corriente. Como se ve en la Figura 2.7, la caída de tensión por pérdidas de concentración es muy pequeña para valores bajos de densidades de corriente.

3 HARDWARE Y PLATAFORMA

3.1 Introducción a la FPGA

A continuación se plantea una introducción al mundo de Sistemas Digitales, con la idea de desembocar en el que fue utilizado en el proyecto: la FPGA.

La plataforma utilizada difiere de los sistemas de microcomputadora/DSP, ya que éstos últimos siguen una secuencia programada de instrucciones que especifica el diseñador, es decir, tienen un funcionamiento *secuencial*. Este funcionamiento es un gran limitante en la velocidad de operación que tienen los sistemas DSP, en muchas aplicaciones se requiere una velocidad de respuesta más rápida, por lo que en estos casos se utiliza un circuito digital convencional. En el mercado de la tecnología actual la mayoría de los sistemas digitales ya no están implementados con chips de dispositivos lógicos estándar que contienen compuertas simples, sino que se utilizan dispositivos lógicos programables (como FPGA o CPLD). La forma de programar estos dispositivos no es mediante una lista de instrucciones, sino que *su hardware interno* se configura mediante puntos que se conectan y desconectan de manera electrónica en el circuito. Permitiendo que tenga un funcionamiento *concurrente*.

Cuando se va a realizar un diseño en un sistema digital es bueno conocer las diversas opciones de hardware disponible para analizar cual se ajusta mejor al proyecto. La figura 1 muestra un árbol familiar de los sistemas digitales en el que se muestra la mayoría de las opciones de hardware disponible en la actualidad.

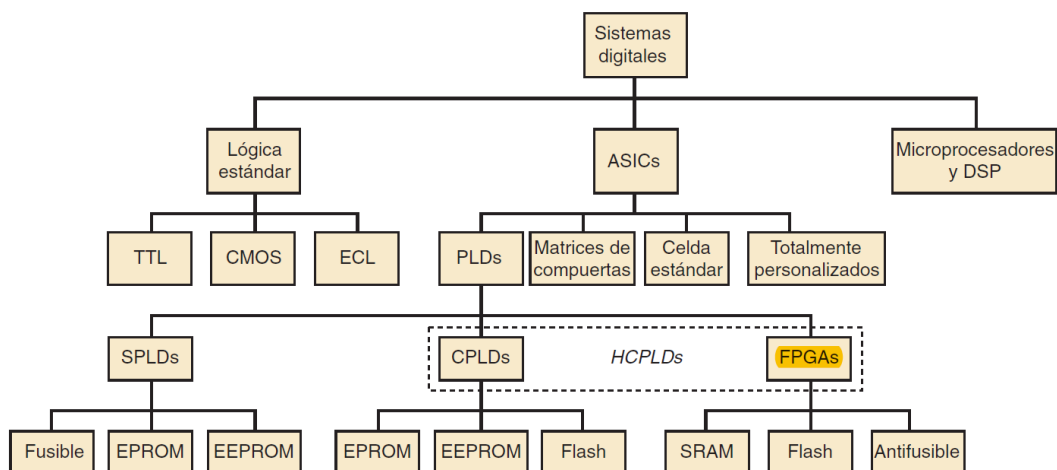


Figura 3.2: Árbol de la familia de sistemas digitales.

La primera categoría lógica estándar se refiere a los componentes digitales de funcionalidad básica. Se han utilizado por muchos años, pero hoy en día se necesitan muchos chips para realizar una implementación, lo cual es una gran desventaja.

La categoría de microprocesadores/procesadores digitales de señales (DSP) es un enfoque muy distinto para el diseño de sistemas digitales. Tiene un hardware fijo que se controla mediante un software que manipula los datos mediante la ejecución de un programa de instrucciones. Se logra una enorme flexibilidad en la aplicación ya que solamente es necesario cambiar el programa. Su principal desventaja es la velocidad. *Siempre será más rápido utilizar una solución de hardware para un diseño que hacerlo con una solución de software.*

La tercera categoría principal con los circuitos integrados de aplicación específica (ASIC). Es una amplia categoría y es la solución moderna de diseño de hardware. Hay cuatro subcategorías de dispositivos ASIC, en este capítulo nos centraremos en los PLDs.

Los dispositivos lógicos programables (PLD), pueden configurarse para crear cualquier circuito digital deseado. Hay distintas maneras de configurando y desde su creación hace 40 años, su tecnología fue avanzando, mientras se modificaba el método de configuración. Básicamente son dispositivos con muchas entradas y muchas salidas, que contienen lógica interna que se interconecta dependiendo de la aplicación que se busca. La lógica que contienen son tanto compuertas como flip – flops para permitir una lógica secuencial. De esta familia de dispositivos lógicos, para la realización del proyecto se decidió trabajar con FPGA.

Las FPGA (Field Programmable Gate Array Arreglo de compuertas programadas por campo) por lo general consisten de muchos módulos lógico programables pequeños e independientes, que se interconectan para crear funciones más grandes. Cada módulo puede manejar hasta cuatro o cinco variables de entrada. La mayoría de los módulos lógicos trabaja con el método de tabla de búsqueda (LUT) para crear las funciones lógicas deseadas. El funcionamiento de una tabla de búsqueda es similar al concepto de tabla de verdad, la salida se programa para crear la función combinacional deseada. El enrutamiento de las señales dentro del chip es muy variado. Los bloques de E/S pueden configurarse para proporcionar capacidad de entrada, salida o bidireccional. En la figura 3.2 se muestra una arquitectura general de las FPGAs. Las interconexiones lógicas se realizan mediante líneas que pasan a través de las filas y columnas en los canales entre los bloques lógicos. Algunas FPGA incluyen bloques de memoria RAM y otros no. (8)

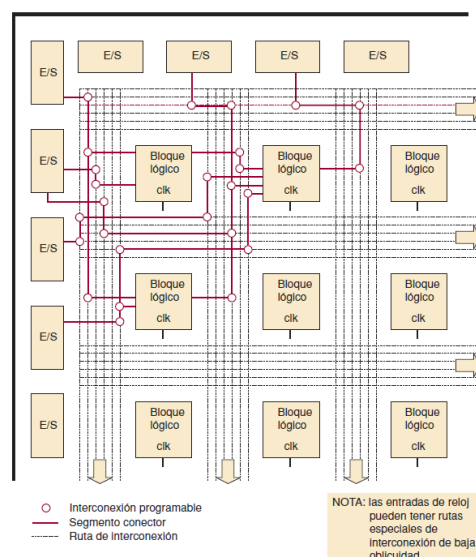


Figura 3.3. Arquitectura General de una FPGA.

Las tecnologías de programación que se utilizan en los dispositivos FPGA incluyen SRAM, Flash y anti fusible, de las cuales SRAM es la más conocida. Cuando los dispositivos son basados en SRAM son volátiles, lo que quiere decir que cada vez que se vuelva a encender la unidad va a ser necesario reconfigurarla. La información de programación define la manera en la que funciona cada bloque lógico, decide cuáles de los bloques E/S son entrada, cuales salida y cómo se interconectan esos bloques, toda esa información se almacena en cierto tipo de memoria externa y luego se descarga a la FPGA basada en SRAM cuando se aplica la energía.

3.2 Lenguajes de descripción de hardware

Cuando se trabaja con FPGA, la labor del “programador” es describir su hardware. Lo que sería definir la función que realiza cada Bloque Lógico Configurable (CLB por sus siglas en inglés) y seleccionar el modo de trabajo de cada Puerto de E/S (IOB por sus siglas en inglés).

Para realizar esta tarea se cuenta con la ayuda de entornos de desarrollo especializados en el diseño de sistemas a implementarse en una FPGA. Un diseño puede ser capturado ya sea como esquemático (conexión de compuertas manualmente), o haciendo uso de un lenguaje de programación especial. Estos lenguajes son conocidos como HDL o Hardware Description Language. Los HDL más utilizados son:

- VHDL
- Verilog
- ABEL

3.3 HDLs en General

Los HDL son lenguajes de alto nivel, similares a los de programación (C, PASCAL,...), pero tienen una sintaxis y semántica definidas para facilitar el modelado y descripción de circuitos electrónicos, pudiéndose realizar estas descripciones a distintos niveles de abstracción, precisión y estilos de modelado.

Los HDL nacen para modelar el comportamiento de un componente de cara a su simulación, aunque también se utilizan para describir el diseño de un circuito para su implementación a través de etapas de síntesis validadas vía simulación.

La creación de un lenguaje que modele el comportamiento de un componente fue necesario por el alto coste que generaba probar el diseño en un prototipo cuando estos diseños se realizaban en PLDs quemando fusibles para realizar las conexiones. En esa época no poder simular el funcionamiento del componente provocaba que se utilizaran varias placas hasta lograr el diseño deseado aumentando el costo de producción. El hecho de que no sea necesario realizar físicamente un prototipo para

comprobar el funcionamiento del circuito genera el ciclo de diseño de hardware que se ve en el figura 3.3. (9)

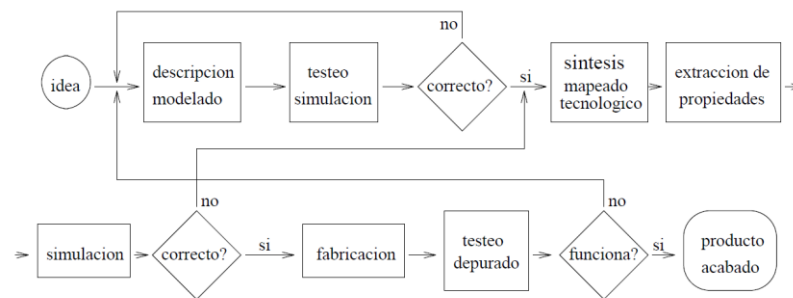


Figura 3.4. Flujo de diseño de hardware.

Mientras en *software* se recurre a los lenguajes de alto nivel para implementar los algoritmos de forma independiente del procesador que los va a ejecutar, en el caso de hardware son los HDL, los que permiten descripciones de los circuitos a alto nivel de abstracción y que son independientes de la implementación tecnológica final, lo que da como resultante un programa *portable*.

Durante los años ochenta, tras detectarse la necesidad de un lenguaje para dar soporte a las distintas etapas y niveles de abstracción del proceso de diseño, se desarrollan y consolidan dos lenguajes: *Verilog* y *VHDL*.

El VHDL aparece como un proyecto del Departamento de Defensa de los Estados Unidos (1982), con el fin de disponer de una herramienta estándar e independiente para la especificación (modelado y/o descripción) y documentación de los sistemas electrónicos a lo largo de todo su ciclo de vida. Tras las primeras revisiones del lenguaje, el IEEE lo adopta y desarrolla como HDL estándar (1ra versión en 1987 y 2da en 1994). Que son los {IEEE88, IEEE94}.

El Verilog nace como un lenguaje de modelado ligado a un entorno de simulación de la firma *Gateway*, llegando a convertirse en un “estándar” a nivel industrial. Al aparecer VHDL como estándar IEEE en 1990 *Cadence* (La empresa de diseño lógico que lo utilizaba) decide ofrecerlo como lenguaje de dominio público e inicia gestiones para su estandarización formal, que se logra en 1995 siendo el estándar {IEEE95}. (10)

3.3.1 Niveles de abstracción y estilos descriptivos de modelado con HDL

Desde la perspectiva de simulación y síntesis con HDLs, los niveles de abstracción son los siguientes:

Funcional o comportamental, en este nivel se indica el comportamiento del circuito o sistema como una relación funcional entre las entradas y salidas, pero sin hacer ninguna referencia a su implementación.

Arquitectural o de transferencia de registros (RT). A este nivel se desarrolla una partición en bloques funcionales y se planifican en el tiempo las acciones a realizar.

Lógico o de compuertas, en este caso, los componentes del circuito están expresados en términos de ecuaciones lógicas o puertas y elementos de una biblioteca, pudiendo ésta ser genérica o específica de la tecnología.

Estos niveles de abstracción se proponen para poder clasificar los modelos HDL según el grado de detalle y precisión de sus descripciones. Hay dos factores que caracterizan esta precisión:

Precisión en la temporización. Se tiene conocimiento de los retardos de componentes básicos y se pueden estimar y conocer los retardos introducidos por las conexiones. A nivel arquitectural o RT tendremos acciones agrupadas en distintos estados que se realizarán bajo el sincronismo de los ciclos de un reloj, pero no se conocen en detalle los componentes que realizarán dichas acciones.

Los tipos de datos. Éstos pueden ir desde los más abstractos definidos por el propio usuario, hasta el más básico, el bit. También existen datos compuestos que son agrupaciones de tipos de datos básicos.

Otro aspecto o criterio de caracterización de los modelos HDL es el estilo de descripción que, de forma simplificada, se pueden distinguir los siguientes:

Algorítmico. Las descripciones son similares a los programas de software, ya que reflejan la funcionalidad del módulo, componente o circuito, en forma de uno o más procesos concurrentes que contienen descripciones secuenciales del algoritmo correspondiente.

Flujo de datos: descripciones basadas en ecuaciones y expresiones que reflejan el flujo de información y las dependencias entre datos y operaciones.

Estructural. En este estilo se hacen referencias directamente a los componentes y las conexiones entre ellos a través de sus puertos de entrada/salida.

La clasificación realizada puede observarse en el siguiente gráfico, en donde cada grupo descriptivo se colocó en un eje distinto y a medida que se aleja del eje de coordenadas va aumentando el nivel de abstracción en la programación.

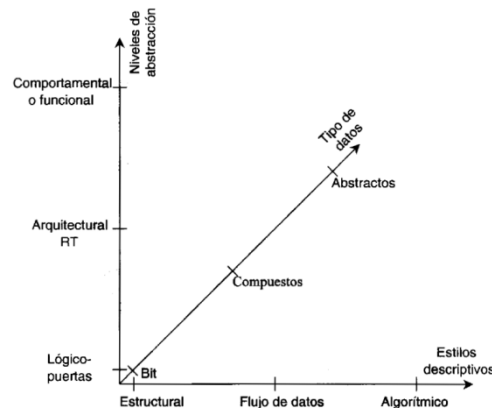


Gráfico 1

A continuación se describirán los dos lenguajes más difundidos de HDL: Verilog y VHDL

3.4 Verilog

Un diseño en Verilog consiste de una jerarquía de módulos. Los módulos son definidos con conjuntos de puertos de entrada, salida y bidireccionales. Internamente un módulo contiene una lista de cables y registros. Las sentencias concurrentes y secuenciales definen el comportamiento del módulo, describiendo las relaciones entre los puertos, cables y registros. Las sentencias secuenciales son colocadas dentro de un bloque begin/end y ejecutado en orden secuencial, pero todas las sentencias concurrentes y todos los bloques begin/end son ejecutados en paralelo en el diseño. Un módulo puede contener una o más instancias de otro módulo para definir un sub-comportamiento.

Un subconjunto de sentencias en el lenguaje es sintetizable. Si los módulos en un diseño contienen sólo sentencias sintetizables, se puede usar software para convertir o sintetizar el diseño en una lista de nodos que describe los componentes básicos y los

conectores que deben implementarse en hardware. La lista de nodos puede entonces ser transformada en una forma describiendo las celdas estándar de un circuito integrado, por ejemplo ASIC, o una cadena de bits para un dispositivo de lógica programable (PLD) como puede ser una FPGA o un CPLD.

3.5 VHDL

Este lenguaje fue el utilizado en el proyecto, por ser el mismo un estándar que resultó más amigable, además de ser el lenguaje que se enseña en la facultad. Se realizará entonces una descripción más profunda del mismo.

VHDL (*Very High speed Hardware DescriptionLanguage*) es un lenguaje orientado a la descripción o modelado de hardware, aunque hereda muchos conceptos de lenguajes de programación a alto nivel (C, PASCAL), especialmente del lenguaje ADA. Por lo tanto, para comprender mejor este lenguaje, a continuación se hará una explicación de sus principales características comparándolas con los lenguajes de alto nivel.

VHDL hereda de los lenguajes de programación de alto nivel el concepto de tipos de datos. Tiene un grupo reducido de tipos de datos que ya están predefinidos (*bit, boolean, integer, etc.*), pero incorpora la posibilidad de definir nuevos tipos, como por ejemplo matrices, registros o punteros. Por este motivo VHDL nos permite describir sistemas electrónicos a distintos niveles de abstracción.

También hereda la potencia de control de flujo, incorporando el control de condiciones (*if, case*) e iteraciones (*for, while*). Incorpora la capacidad de estructuración de código, pudiendo agrupar partes del código en subprogramas, ya sean funciones (*function*) o procedimientos (*procedures*) e incluye la posibilidad de desarrollar y utilizar bibliotecas de diseño.

Hay una serie de conceptos incorporados en VHDL específicos para el modelado de hardware que se describirán en la siguiente sección.

3.5.1 Unmodelo de Hardware

Tres son las características principales que incorpora VHDL para facilitar la descripción de hardware: un modelo de estructura, un modelo de concurrencia y un modelo de tiempo.

3.5.1.1 Modelo de estructura

El concepto de estructura nos permite realizar el modelo de un sistema digital cualquiera a partir de la referencia a las distintas partes que lo forman y especificando la conexión entre éstas.

Al describir cualquier dispositivo en VHDL se deben definir dos elementos principales: la interfaz del dispositivo con el exterior (entidad o *entity*) y la descripción de la funcionalidad que realiza el dispositivo (arquitectura o *architecture*). La interfaz define qué señales del dispositivo son visibles o accesibles desde el exterior, los puertos o *ports* del dispositivo. En la arquitectura se definirá que transformaciones se realizarán sobre los datos que entren en los puertos para producir nuevos valores en los puertos de salida.

Para poder utilizar elementos ya definidos en VHDL (hechas por el mismo usuario o disponibles en bibliotecas) se incorpora el concepto de componente (*component*) y de referencia a un componente. Esta posibilidad es muy poderosa ya que permite armar un sistema grande a partir de distintos módulos (los componentes) que ya han sido testeados, donde el programador solamente tiene que hacer una conexión consiente de los mismos. La figura 3.4 ilustra la idea comentada, el sistema bajo desarrollo se forma a partir de dos subsistemas que se habrán definido con anterioridad. El diseñador sólo debe preocuparse de las entradas y salidas de los subsistemas y de la forma adecuada en que debe conectarlas para formar el nuevo sistema, pero no es necesario conocer cómo está descrito cada uno de los subsistemas.

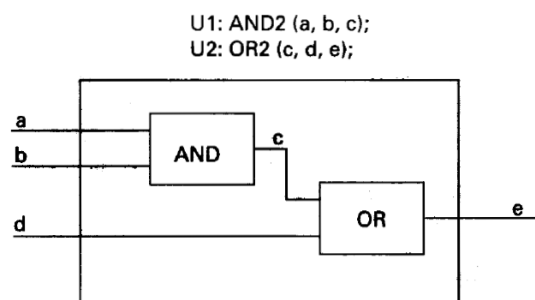


Figura 3.5

3.5.1.2 Modelo de concurrencia

El *hardware es por definición concurrente*, en definitiva cualquier dispositivo digital está formado por un mar de compuertas lógicas (MOSFET), todas ellas funcionando en paralelo. El elemento básico que ofrece VHDL para modelar paralelismo es el proceso (*process*). (10)

Un proceso puede entenderse como un programa, se compone de sentencias, puede llamar a subprogramas, puede definir datos locales, etc. El proceso describe comportamiento y *el código* que contiene *en su interior* se ejecuta de forma *secuencial*. Pero todos los procesos contenidos en una descripción VHDL se ejecutarán de forma paralela.

Estos procesos que se ejecutan concurrentemente deben poder comunicarse (sincronizarse) entre ellos. El elemento necesario para comunicar dos procesos es la señal (*signal*). Cada proceso tiene un conjunto de señales a las que es sensible. Ser sensible a una señal significa que en cuanto se produzca un cambio en el valor de dicha señal (un evento en la señal), el proceso se ejecutará.

3.5.1.3 Modelo de simulación

Una de las finalidades del modelado en VHDL del hardware es poder observar su comportamiento a lo largo del tiempo.

La simulación de un modelo está dirigida por eventos. El comportamiento del modelo es estable mientras no se produzca un evento, la tarea del simulador consiste en avanzar el tiempo de simulación hasta el siguiente evento y ahí recalcular el comportamiento y la lista de eventos.

Para realizar una simulación de un componente es necesario crear un *Test Bench*, su creación consiste en una instanciación del componente donde sus puertos se conectan a señales, las cuales se manipulan en el programa, dándole valores a las señales instanciadas a entrada, para ver que el componente realice la acción deseada. En este paso específico del testeo por simulación es muy útil la sentencia *wait* cuya función es detener el programa cuando se llega a ella.

Es una práctica recomendada luego del modelado del componente hacer una simulación del mismo, los pasos correctos a seguir se indican en la figura 3.5, en dónde

solamente se sintetiza el programa en el chip una vez que se comprobó su funcionamiento mediante simulación.

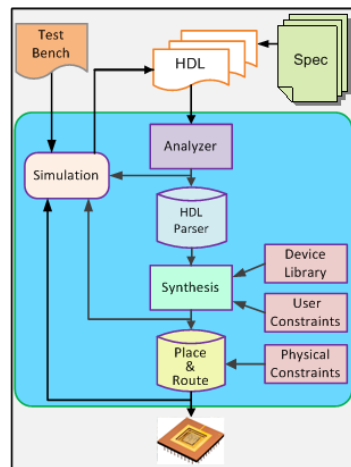


Figura 3.6. Diagrama de Programación.

3.6 Convertidores Conmutados CC-CC de Potencia

El uso del convertidor conmutado en el proyecto es fundamental ya que es quien reproduce la tensión y corriente que se ajustan al modelo. Por este motivo es que se le dedica una sección en este trabajo, como su funcionamiento como parte del emulador es en conjunto con la FPGA aparecen en el mismo capítulo. Cabe aclarar que en esta sección se describirá el funcionamiento de un convertidor reductor general, lo referenciado al proyecto aparecerá en capítulos posteriores.

Para la escritura de esta sección se consultaron varias fuentes, la redacción está basada en el trabajo de (11), (4), y en los libros escritos por (12) y (13), todos los autores serán citados oportunamente a lo largo del texto.

3.6.1 Introducción a Convertidores Conmutados

Por definición, un regulador de tensión provee un voltaje de salida constante, bajo cambios en la línea de alimentación o condición de carga. Existen reguladores lineales de tensión, pero estos tienen poca eficiencia, puesto que gran parte de la potencia de entrada es disipada en el elemento de paso del regulador.

En ciertas aplicaciones, estas dificultades pueden ser resueltas usando una fuente de tensión de modo conmutado, también llamada fuente switching.

Los reguladores lineales serie controlan el voltaje de salida, variando la caída de tensión en el elemento de paso conectado en serie con la carga, con lo cual sólo puede esperarse regulación de tensiones menores a la de entrada. El transistor de potencia está operando en la región lineal, y conduce corriente continua.

Los reguladores de conmutación, por el contrario, controlan el flujo de potencia a la carga, cerrando o abriendo una o más llaves de potencia conectadas en serie o en paralelo con la carga y haciendo uso de elementos que almacenan energía inductiva y capacitiva para convertir la corriente pulsante en continua, filtrándola.

Estos reguladores permiten entregar a la carga tensiones mayores o menores que la de entrada, e inclusive invertir el sentido de corriente (convertidores de 4 cuadrantes). La forma de operación de un regulador de modo conmutado difiere del de un regulador lineal, puesto que en el primero el transistor de paso se utiliza como llave y opera en estado de saturación o corte.

De esta forma, la potencia es transmitida a través del dispositivo de paso en pulsos de corriente, en lugar de transmitirse como un flujo de corriente ininterrumpida.

La mayor ventaja de los reguladores de conmutación sobre los lineales es su mayor eficiencia. Cuando el elemento de paso está cortado, no hay corriente a través de él, y así no disipa potencia; cuando está saturado, su caída de tensión es despreciable, y así éste disipa sólo una pequeña cantidad de potencia.

Por lo tanto en ambos casos, muy poca potencia es disipada en el elemento de paso, y casi toda la potencia es transferida a la carga. Así es como se logra una alta eficiencia, típicamente entre 70 y 90%. (11).

El principio operacional de los convertidores consiste en variar la estructura del circuito mediante la activación de llaves electrónicas, provocando un cambio en el comportamiento general del sistema.

Una de sus principales características es el control realizado en la apertura y cierre de las llaves electrónicas. Las señales de conmutación que ordenan su apertura o cierre normalmente provienen de pulsos de ancho modulado (PWM) cuya operación se controla a través de referencias internas al dispositivo que las acciona. (4)

3.6.2 Convertidor Reductor

Para la operación del emulador es necesario que el dispositivo de potencia pueda reducir la tensión, ya que es el comportamiento general de las celdas de combustible al ser cargadas con cierta corriente.

Un convertidor reductor básico se muestra en la Figura 3.1. Como su nombre lo indica el convertidor reductor, establece una tensión de salida V_o menor que la tensión de entrada V_i . El convertidor puede funcionar de dos modos dependiendo de la continuidad de la corriente sobre el inductor L . Cuando la corriente es mayor que cero durante todo el período de conmutación el convertidor opera en *modo de conducción continua (MCC)*. En cambio, cuando la corriente del inductor cruza el cero durante un intervalo de tiempo dentro del período de conmutación se está en presencia del *modo de conducción discontinua (MCD)*.

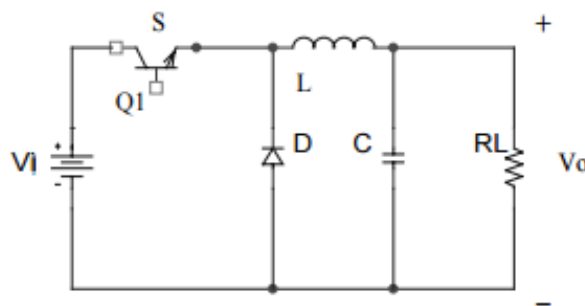


Figura 3.7: Topología de un convertidor reductor

Se analizará cada modo de operación por separado siguiendo las siguientes suposiciones:

El análisis se realizará considerando régimen permanente o en estado estacionario de funcionamiento del convertidor.

La tensión de salida V_o está libre de ondulación o ripple. Se supone que la frecuencia impuesta por el filtro $L - C$, es suficientemente menor que la frecuencia de conmutación de la llave.

Tanto las llaves como los elementos pasivos son ideales. Significa que se desprecia la caída de tensión sobre los dispositivos semiconductores y no existen pérdidas de potencia en la conmutación de las llaves, ni pérdidas de potencia en los elementos pasivos.

3.6.2.1 Modo de conducción continua

En la figura 3.2 a) se muestra el comportamiento del convertidor durante el intervalo de tiempo (t_c) en que la llave S permanece cerrada, y en la Figura 3.2 b) se muestra el comportamiento del convertidor durante el intervalo de tiempo ($T-t_c$) en que la llave S permanece abierta, siendo T el período de conmutación.

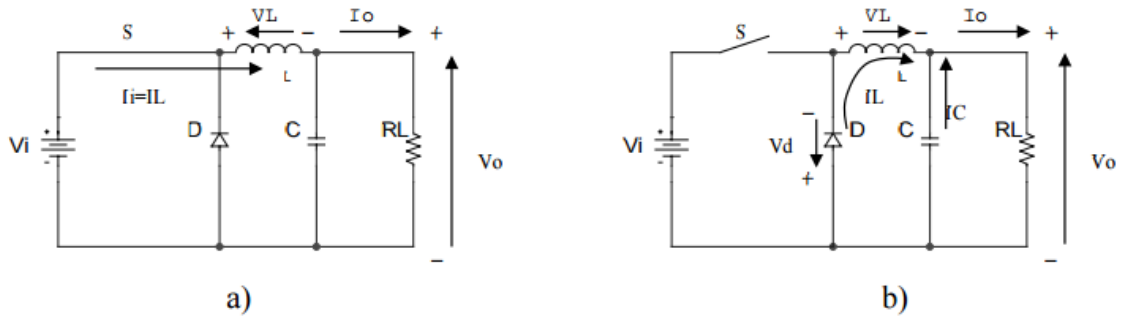


Figura 3.8: a) Circuito resultante del convertidor con S ON, b) Circuito resultante del convertidor con S OFF

Se define el ciclo de trabajo D como el cociente entre t_c y el tiempo total T de la forma:

$$D = \frac{t_c}{T}$$

$$T = \frac{1}{f_{\text{conmutación}}}$$

Donde

Observando la Figura 3.2 a), la tensión de alimentación V_i se aplica a un extremo del inductor L. Bajo la suposición de que V_o es constante, entonces la tensión sobre L toma el valor $V_i - V_o$. Por definición la corriente en un inductor se expresa como:

Ecuación 3.1

$$i_L = \frac{1}{L} \int v_L \cdot dt$$

En el instante inicial en que se cierra la llave se supone que la corriente por el inductor tiene el valor inicial $i_{L_{\min}}$. Por otro lado el diodo queda polarizado en inversa y la corriente se cierra a través de S. Resolviendo la ecuación 3.1 y considerando que la corriente inicial por el inductor es distinta de cero, resulta la siguiente expresión de i_L :

Ecuación 3.2

$$i_L(t) = \frac{(V_i - V_o)t}{L} + i_{L_{\min}} \quad 0 < t < t_c$$

Como V_i es mayor a V_o la corriente crece linealmente en el tiempo, produciendo un incremento de la energía almacenada en el inductor. En la Figura 3.3 A) se aprecia la tensión aplicada al inductor como resultado del cierre de S y en la Figura 3.3 D) se observa la corriente por el inductor. Al cabo del tiempo t_c , la corriente por el inductor se habrá incrementado el siguiente valor respecto de su valor inicial $i_{L_{\min}}$:

Ecuación 3.3

$$\Delta I_L = \frac{(V_i - V_o)}{L} \cdot D \cdot T$$

Cuando la llave S se abre la corriente por el inductor alcanzó el valor $i_{L_{\max}} = i_{L_{\min}} + \Delta I_L$. En este instante la corriente por el inductor es distinta de cero por lo tanto se induce una tensión sobre L, para sostener dicha corriente. El signo de la tensión inducida es tal que polariza en directa al diodo D, y su valor se enclava al valor de tensión V_o de salida, impuesta por el capacitor C, Figura 3.3 A).

Tomando nuevamente la definición dada por (1), la corriente por el inductor toma la forma:

Ecuación 3.4

$$i_L(t) = i_{L_{\max}} - \frac{V_o}{L} \cdot (1 - D)T \quad t_c < t < T$$

Durante este intervalo de tiempo la corriente por el inductor decrece linealmente según (4) hasta alcanzar el valor de $i_{L_{\min}}$, al final del intervalo. Como se observa en Figura 3.3C) la corriente del diodo D es la corriente del inductor, durante este intervalo de tiempo. En estado estacionario toda la energía acumulada en el inductor L durante t_c , es entregada durante el intervalo $T - t_c$, de tal modo que la corriente disminuye en la cantidad:

Ecuación 3.5

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} \cdot (1-D)T$$

Por lo tanto en estado estacionario las expresiones 3.4 y 3.5 son iguales, la energía almacenada durante t_c es la misma que la liberada en $T-t_c$, por lo tanto:

$$\frac{(V_i - V_o)}{L} \cdot DT = \frac{V_o}{L} (1-D)T$$

$$(V_i - V_o)D = V_o(1-D)$$

Resolviendo se obtiene:

Ecuación 6.6

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = D}$$

Que es la **relación de conversión** del convertidor reductor.

La relación de conversión dada por 3.6 es lineal entre la tensión media de salida V_o y la tensión media de entrada V_i , cuya proporcionalidad está dada por el ciclo de trabajo D . En la Figura 3.4 se representa la variación relativa de V_o respecto de V_i al variar el ciclo de trabajo D de la llave S , que es siempre mayor que cero. Cuando $D = 0$, la llave está abierta durante todo el período de conmutación y la tensión a la salida es nula. Mientras que cuando $D = 1$, S está permanentemente cerrada y la tensión de salida es exactamente V_i , que es el máximo valor de tensión posible a la salida. En la práctica los rangos de D se ven restringidos entre un 10% a un 90% del rango total.

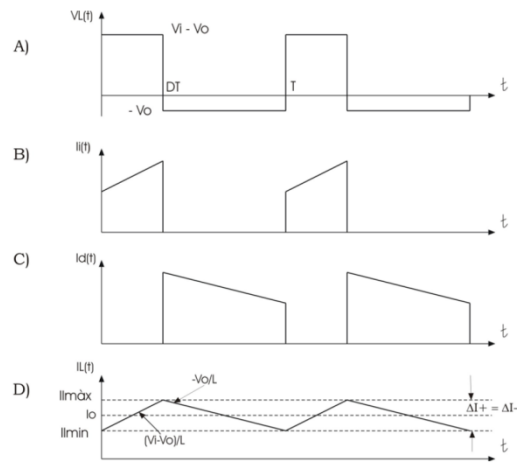


Figura 9.3: Formas de onda; A) Tensión v_L sobre el inductor, B) Corriente de batería, C) Corriente por el diodo, D) Corriente por el inductor L .

Una manera diferente de encontrar la relación de conversión es calculando el valor medio de tensión sobre el inductor, Figura 3.3 A). En estado estacionario la tensión media sobre el inductor debe ser nula, por lo tanto se puede expresar que:

$$V_L = \frac{1}{T} \int_T v_L dt = 0$$

Resolviendo la integral resulta

$$V_L = (V_i - V_o)DT + (-V_o)(1-D)T = 0$$

Despejando V_o de esta ecuación resulta nuevamente la expresión 3.6

$$\frac{V_o}{V_i} = D$$

Considerando que el convertidor posee un rendimiento del 100% la potencia consumida en la carga es igual a la tomada de la fuente V_i , por lo tanto se puede escribir que:

$$P_i = P_o$$

$$V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o$$

Finalmente de esta igualdad resulta la relación entre corrientes medias de entrada y salida como

Ecuación 3.7

$$\frac{I_i}{I_o} = D$$

Esta relación de conversión de corrientes es exactamente inversa a la de tensiones dadas en 3.6. De las relaciones 3.6 y 3.8 se desprende que el convertidor de CC a CC reductor actúa como un “transformador” en corriente continua cuya relación de conversión es D.

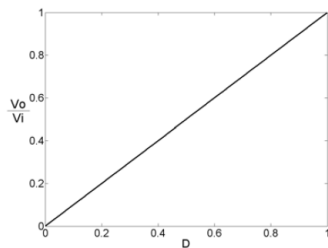


Figura 3.10: Relación V_0/V_i en función del ciclo de trabajo D

3.6.2.2 Modo de conducción discontinua

En la Figura 3.5 se muestran diferentes condiciones de carga del convertidor reductor. Siendo la corriente de carga I_o igual al valor medio de corriente en el inductor I_L a medida que se reduce I_o se reduce I_L como se ve en los casos [1], [2] y [3]. La condición [1] corresponde a una corriente de carga que establece el modo de conducción continua sobre el inductor. La condición de carga [2] es una condición particular donde la corriente I_L se anula al final del ciclo de conmutación y es denominada modo de conducción crítica. En este caso I_L es exactamente la mitad de la variación de corriente por el inductor. Si la corriente demandada por la carga se reduce, entonces también lo debe hacer el área encerrada bajo la curva de la corriente por el inductor, como lo indica la condición de carga [3]. En este caso el convertidor pasa a operar en MCD. En realidad el inductor intenta invertir el sentido de la corriente, antes de finalizar el ciclo de conmutación, pero la presencia del diodo D en serie con la inductancia lo impide, forzando a permanecer nula hasta iniciarse el próximo ciclo de conmutación. Al cortarse el diodo, la tensión de salida V_o queda completamente aplicada sobre éste, por lo tanto la tensión sobre el inductor L se anula como se ve en la Figura

3.5. En estado estacionario se debe seguir cumpliendo la condición 3.7, por lo tanto la tensión V_o debe crecer respecto de su valor en MCC.

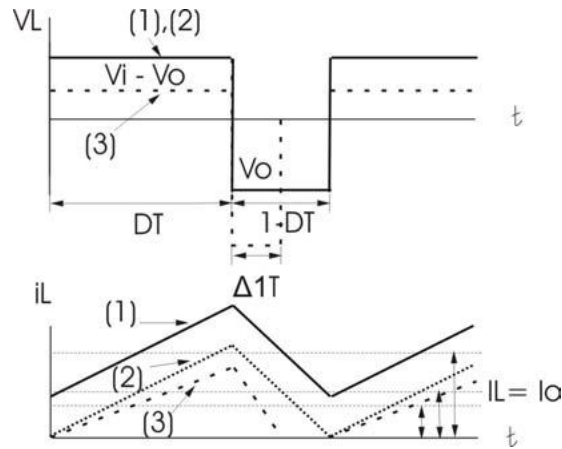


Figura 3.11: Tensión y corriente por el inductor en MCC [1], modo crítico [2] y en MCD [3].

Relación de conversión en MCD

En la figura 3.6 se muestran la corriente en la bobina y la corriente en la fuente cuando el convertidor reductor funciona en MCD. Se determinarán a continuación las relaciones entre las tensiones de salida y de entrada teniendo en cuenta que la tensión media en el inductor es nula en régimen permanente. (13)

A partir de la tensión en la bobina que se muestra en la figura 3.6c se obtiene,

Ecuación 3.8

$$(V_i - V_o) \cdot D \cdot T - V_o \cdot D_1 \cdot T = 0$$

$$(V_i - V_o) D = V_o \cdot D_1$$

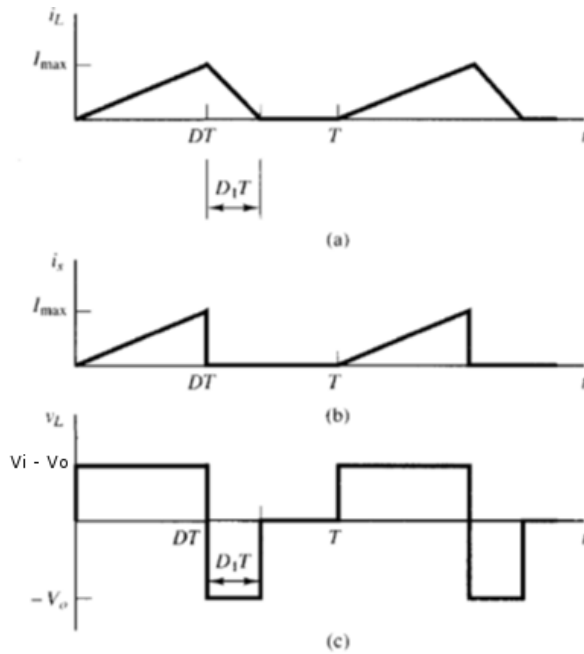


Figura 3.12: Corriente discontinua en el convertidor reductor. (a) Corriente en el inductor. (b) Corriente en el generador. (c) Tensión en el inductor.

Reordenando los términos se obtiene la relación:

Ecuación 3.9

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{D}{D + D_1} \right)$$

La corriente media en el inductor es igual a la corriente media en la resistencia, ya que la corriente media por el capacitor es cero. Suponiendo la tensión de salida constante,

$$I_L = I_R = \frac{V_o}{R}$$

Con la ayuda de la figura 3.6 a. se calcula la corriente media en la bobina y se obtiene:

Ecuación 3.10

$$\frac{1}{2} I_{\max} (D + D_1) = \frac{V_o}{R}$$

Como la corriente es inicialmente cero, la corriente máxima es igual a la variación de corriente producida cuando el interruptor está cerrado. Cuando la llave está cerrada, la tensión en el inductor es

$$v_L = V_i - V_o$$

Con lo que obtenemos

Ecuación 3.11

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{I_{\max}}{DT}$$

Despejando I_{max} y utilizando el valor de (V_i - V_o)D obtenido mediante la ec.(8),

Ecuación 3.12

$$I_{\max} = \Delta i_L = \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right) DT = \frac{V_o D_1 T}{L}$$

Sustituimos I_{max} en la ec. (10) y reagrupando D₁ obtenemos

$$D_1^2 + D \cdot D_1 - \frac{2L}{RT} = 0$$

Se despeja D₁ y se lo sustituye en la ec. 3.9

Ecuación 3.13

$$V_o = V_i \cdot \left(\frac{D}{D + \sqrt{D^2 + \frac{8L}{RT}}} \right)$$

Se observa que en MCD la relación entre tensión de salida y entrada ya no es lineal si no que ahora depende de los valores del circuito y las variaciones de carga.

3.6.2.3 . Ripple en la tensión de salida V_o

En el análisis anterior se supuso que el capacitor de salida es de tal valor que la tensión V_o permanece constante. Sin embargo por el capacitor circula gran parte de la

corriente de ripple del inductor. Esta corriente produce una variación de tensión sobre el capacitor que establece el ripple de tensión a la salida del convertidor.

Para determinar la amplitud del ripple de tensión a la salida se considerará que el convertidor opera en MCC y que toda la componente de ripple de la corriente i_L se deriva por el capacitor.

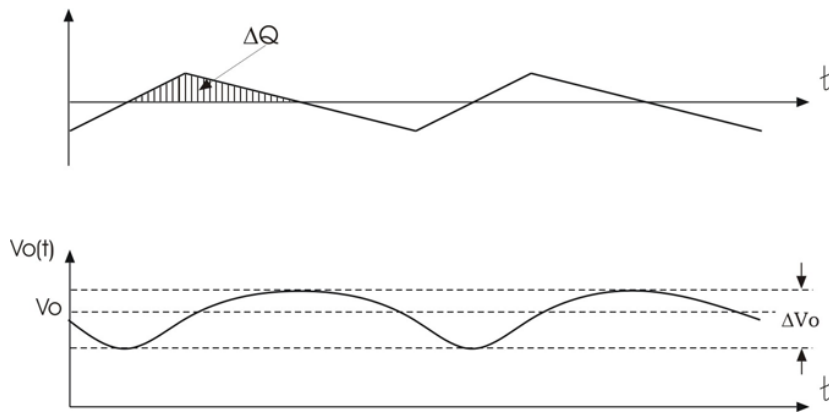


Figura 3.13: Formas de onda de tensión y corriente por el capacitor y tensión de salida V_o

En la Figura 3.7 se aprecia la corriente por el inductor y se indica la cantidad de carga ΔQ que absorbe el capacitor durante el intervalo de tiempo $t_1 - t_2$. Así la variación de tensión en este intervalo de tiempo se expresa como:

Ecuación 3.14

$$\Delta V_o = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_C(t) dt = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f \cdot C}$$

Se observa que la amplitud del ripple depende directamente del incremento o amplitud de ripple de corriente sobre el inductor, inversamente proporcional a la frecuencia de conmutación e inversamente proporcional a la capacidad C . Esto significa que a menor amplitud del ripple de corriente o mayor frecuencia de conmutación, para una misma capacidad, menor será la amplitud de ripple de tensión.

Tomando la expresión de ΔI_L dada por 3.5 y reemplazando en la 3.14, se obtiene:

$$\Delta V_o = \frac{T V_o}{8 C L} (1-D) T$$

Definiendo el ripple como la relación relativa de ΔV_o respecto de V_o resulta:

Ecuación 3.15

$$r(\%) = \frac{\Delta V_o}{V_o} (\%) = 100 \cdot \frac{T^2 (1-D)}{8 L C}$$

Se puede observar que el ripple de tensión tiene una fuerte dependencia de los valores del filtro LC, lo cual tiene sentido.

3.6.2.4 Modelo dinámico

En la figura 3.7 se pueden ver las dos configuraciones posibles del circuito, para cada configuración habrá un modelo de estados para el convertidor trabajando en MCC, hay un tercer modelo de estados que aparece cuando el convertidor trabaja en MCD, pero no se tendrá en cuenta ya que no nos es de interés. (13)

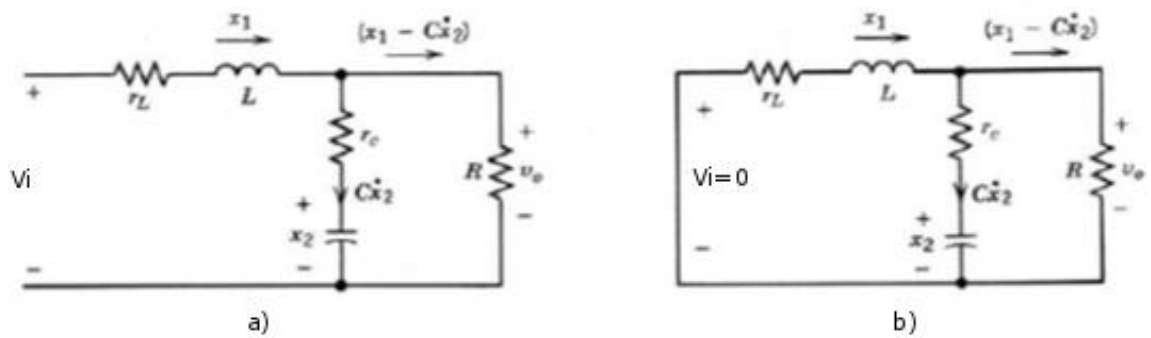


Figura 3.8: Convertidor reductor. a) Llave cerrada. b) Llave abierta.

Para obtener el modelo de estados es importante incluir las pérdidas en el inductor y en el capacitor, por eso se incluyen en el circuito r_L y r_C que son las resistencias parásitas en el inductor y el capacitor respectivamente.

Siendo x_1 y x_2 los estados, como aparecen en la figura 3.7. Para el interruptor encendido se tiene:

$$-V_i + L\dot{x}_1 + r_L x_1 + R(x_1 - C\dot{x}_2) = 0$$

$$-x_2 - Cr_C \dot{x}_2 + R(x_1 - C\dot{x}_2) = 0$$

Para el interruptor apagado, el circuito no cambia, solamente cambia la excitación, por lo tanto las ecuaciones serán las mismas con la única diferencia que $V_i=0$, por lo tanto, los dos modelos de estados escritos en forma matricial quedan:

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_C + Rr_L + r_C r_L}{L(R+r_C)} & -\frac{R}{L(R+r_C)} \\ \frac{R}{C(R+r_C)} & -\frac{1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad 0 < t < DT \\ \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_C + Rr_L + r_C r_L}{L(R+r_C)} & -\frac{R}{L(R+r_C)} \\ \frac{R}{C(R+r_C)} & -\frac{1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad DT < t < T \end{array} \right.$$

Para la salida se considera que $y = v_o$, se tiene entonces para los intervalos de conmutación llave abierta y llave cerrada que la tensión de salida está dada por:

$$v_o = R(x_1 - C\dot{x}_2) = \frac{Rr_C}{R+r_C} x_1 + \frac{R}{R+r_C} x_2$$

Escrito en forma matricial:

$$\left\{ \begin{array}{l} y = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{R+r_C} & \frac{R}{r_C + R} \end{bmatrix} x \quad 0 < t < DT \\ y = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{R+r_C} & \frac{R}{r_C + R} \end{bmatrix} x \quad DT < t < T \end{array} \right.$$

Si a los modelos desarrollados se le agrega una variable u que vale uno cuando la llave está cerrada y cero cuando la llave está abierta, el modelo de estados puede escribirse:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_c + Rr_L + r_c r_L}{L(R+r_c)} & -\frac{R}{L(R+r_c)} \\ \frac{R}{C(R+r_c)} & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_i/L \\ 0 \end{bmatrix} u \end{cases}$$

Donde queda manifestada la acción de control, este modelo tiene una entrada no lineal, en el capítulo donde se desarrolla el control se linearizará este modelo mediante el promediado de estados para poder aplicar técnicas lineales de control.

4 ETAPA DE DISEÑO

4.1 Introducción

El presente capítulo trata el diseño del sistema de control del emulador. Este sistema está compuesto por un Bloque Generador de Referencia y un Control a Lazo Cerrado, tal como muestra la figura 4.1. Su correcto diseño es fundamental para un adecuado funcionamiento del sistema completo.

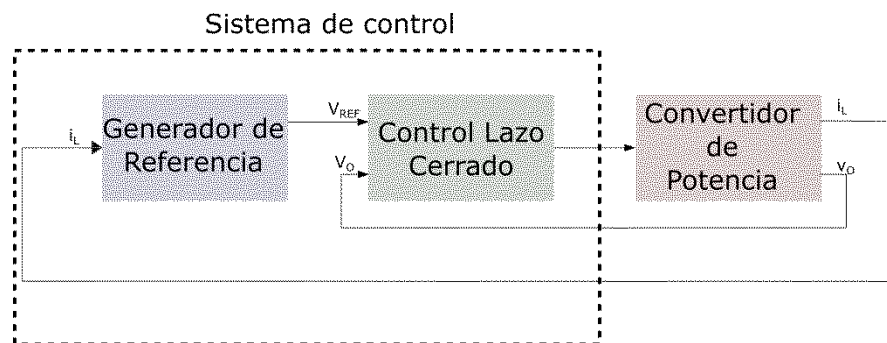


Figura 4. 1: Bloques Principales del Proyecto

Los sistemas de control constituyen una herramienta muy poderosa para la resolución de problemas en ingeniería. Las técnicas que proporciona son de esencial importancia para el diseño de sistemas complejos.

En electrónica, la aplicación de los recursos que proporciona el control automático es ampliamente utilizado. Encontrando cada vez más aplicaciones y mejor desempeño, gracias al avance de los sistemas embebidos en los últimos tiempos.

Los sistemas digitales modernos han ofrecido un soporte muy robusto a la teoría de control, posibilitando la implementación de funciones y técnicas que de otro modo serían impracticables. El uso de las herramientas de control mediante sistemas embebidos tiene la gran ventaja de que permiten gran libertad y rigidez al diseño. (4)

Si se conociera perfectamente a la planta que se quiere controlar, sabiendo que no habrá variaciones en sus componentes ni perturbaciones, es conveniente utilizar un sistema de control en lazo abierto, ya que es más económico y simple. Como el emulador estará conectado a una carga variable, habrá perturbaciones constantes sobre la planta. Por este motivo, se selecciona para el diseño un sistema de control a lazo cerrado. El cual vuelve la respuesta del sistema relativamente insensible a las perturbaciones externas y a las variaciones internas en los parámetros del sistema.

El diseño es un proceso, en el cual, partiendo de unas especificaciones dadas se deriva en una posible solución para una implementación. Para la ingeniería de control, en una primera etapa es necesario contar con modelos matemáticos de los sistemas que se van a utilizar.

Un *modelo matemático* describe teóricamente un objeto que existe fuera del campo de las matemáticas. En términos generales, en todo modelo matemático se puede determinar 3 fases:

- Construcción del modelo: Transformación del objeto no-matemático en lenguaje matemático.
- Análisis del modelo: Estudio del modelo matemático.
- Interpretación del análisis matemático: Aplicación de los resultados del estudio matemático al objeto inicial no-matemático.

La utilidad de estos modelos radica en que ayudan a estudiar cómo se comportan las estructuras complejas frente a aquellas situaciones que no pueden verse con facilidad en el ámbito real. Se debe tener presente que para un sistema determinado no existe un único modelo. Un sistema puede representarse de muchas formas diferentes, dependiendo de cada perspectiva. Existen modelos que funcionan en ciertos casos y que resultan poco adecuados en otros.

En particular, en este capítulo se utilizará el modelo que se menciona en el Capítulo 2 para ajustar una curva que represente valores reales de una Pila de Combustible. También se tomarán los modelos no lineales del convertidor CC- CC

obtenidos en el capítulo 3, los cuales serán linealizados para luego poder diseñar una estrategia de control sobre un modelo lineal.

4.2 BloqueGenerador de Referencia

Este bloque es el encargado de que el emulador modele el comportamiento de corriente y tensión de una Pila de Combustible, generando una referencia de tensión que luego el control de lazo cerrado se encargará de seguir. Para poder realizar esto, el bloque debe contener la curva característica de una PC, esta curva es la de la figura 4.2 que fue mostrada en el Capítulo 2. En la bibliografía se menciona que la curva se puede aproximar por la ecuación 4.1, esta aseveración se encuentra desarrollada ampliamente en el capítulo 2. En esta sección se explicará el proceso seguido para poder obtener los valores de las constantes de la ecuación 4.1 que representen el comportamiento de una PC real.

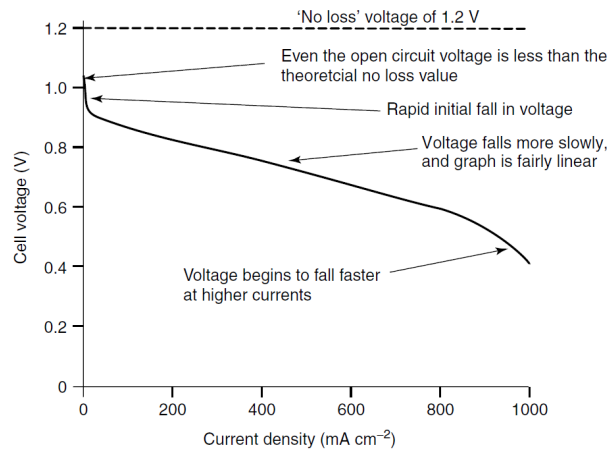


Figura 4. 2: Característica V-I de una celda de combustible de baja temperatura.

Ecuación 4.16

$$V = E_{oc} - i.r - A.\ln(i) + m.\exp(n.i)$$

El gráfico de la figura 4.2 es un **modelo eléctrico** de una celda, que tiene en cuenta las pérdidas que ocurren durante su funcionamiento. Para lograr una mayor tensión, estas celdas se conectan en serie formando una Pila.

Con la idea de que el emulador se acerque todo lo posible a la representación de una PC real, se utilizó la curva característica de una PC comercial, la *Horizon H-*

300, figura 4.3 a), que tiene como potencia máxima 300 W, la misma potencia máxima del convertidor utilizado.

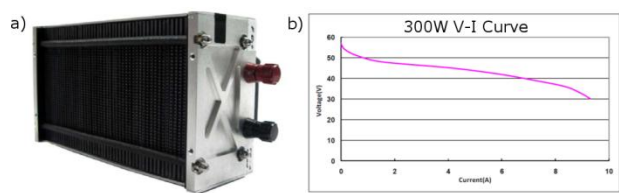


Figura 4. 3: a) Pila de Combustible Horizon H-300. b) Curva característica V-I de la Pila.

La figura 4.3 b) fue extraída de la hoja de datos de la Horizon H-300 y representa la curva tensión-corriente que se quiere representar en el generador de referencia. Esta imagen fue procesada en Matlab para obtener los puntos de esa curva. Contando con esos datos, se propone como función de ajuste la ecuación del comportamiento de una Celda, ecuación 4.1. Se utilizó el Curve FittingTool ® de Matlab ® como se muestra en la figura 4.4 para estimar los parámetros de la característica de la Pila que se utilizará en el su modelo de tensión.

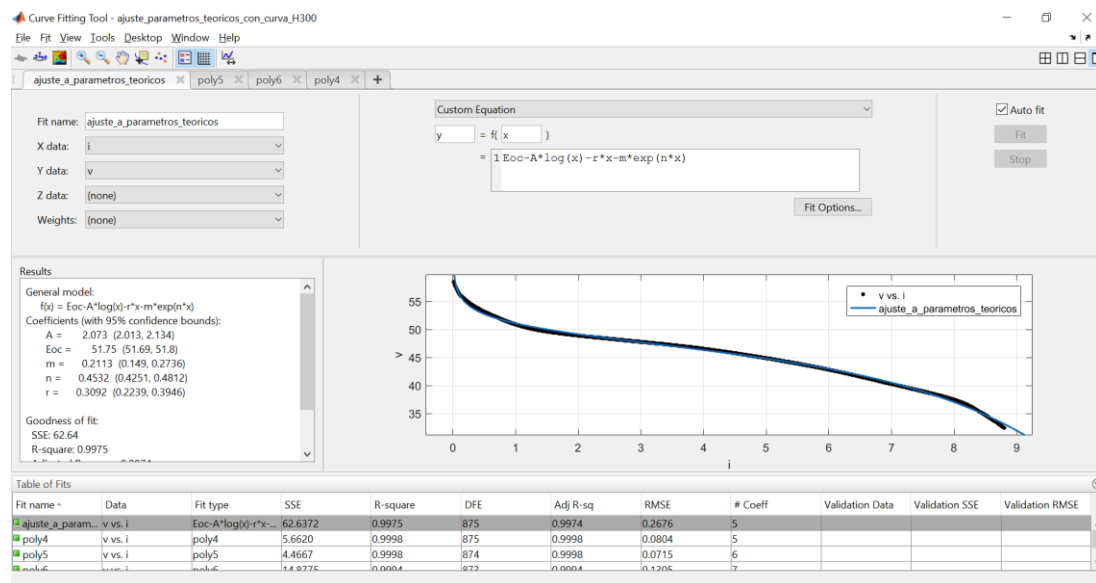


Figura 4. 4: Obtención de las constantes de la Ec4.1 mediante Curve FittingTool.

Debido a que la herramienta Curve Fitting da un rango de parámetros posibles se eligieron los que aparecen en la tabla 4.1. Con esos valores se realizó el gráfico de la figura 4.5, en donde se compara con los valores de la hoja de datos.

Parámetro	Valor
$E_{oc} \text{ (V)}$	51,7500
$r \text{ (}\Omega\text{)}$	0,3092
$A \text{ (V)}$	2,0730
$m \text{ (V)}$	0,2113
$n \text{ (A}^{-1}\text{)}$	0,4532

Tabla 4.1: Parámetros seleccionados

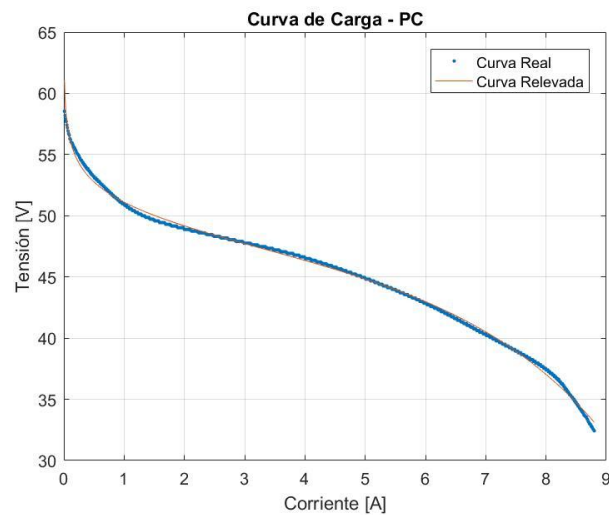


Figura 4. 5: Gráfico de la curva Real obtenida de la hoja de datos vs. Curva Relevada

El máximo error cometido en esta aproximación a la curva real es de $e_{\max} = 4.3\%$ y el error promedio es de $e_{\text{med}} = 0.5\%$. La curva de la figura 4.6 es la que está cargada en el bloque Modelo de tensión PC de la figura 4.1.

4.3 Sistemas de Control

El accionar de este bloque fundamental ya que es el encargado de regular la tensión de salida del convertidor. Tratándose del nexo entre el modelo de tensión de la PC incluido en el generador de referencia y el convertidor conmutado.

4.3.1 Modelo matemático de la Planta

En esta subsección se repite el modelo no lineal dinámico del Convertidor Conmutado de Potencia, operando en Modo de Conducción Continua, que se obtuvo en el capítulo 3 se, mostrado la Ec. 4.2.

Ecuación 4.17

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_c + Rr_L + r_c r_L}{L(R+r_c)} & -\frac{R}{L(R+r_c)} \\ \frac{R}{C(R+r_c)} & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad 0 < t < DT \\ \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_c + Rr_L + r_c r_L}{L(R+r_c)} & -\frac{R}{L(R+r_c)} \\ \frac{R}{C(R+r_c)} & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad DT < t < T \end{array} \right.$$

Ecuación 4.18

$$\left\{ \begin{array}{l} y = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R+r_c} & \frac{R}{r_c + R} \end{bmatrix} x \quad 0 < t < DT \\ y = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R+r_c} & \frac{R}{r_c + R} \end{bmatrix} x \quad DT < t < T \end{array} \right.$$

Las ecuaciones 4.2 y 4.3 representan un modelo de estados *no lineal* ya que tiene una estructura variable que cambia dependiendo del estado de la llave, que puede estar abierta o cerrada.

Normalmente, si el sistema opera alrededor de un punto de equilibrio y si las señales involucradas son de rango acotado, es posible aproximar el sistema no lineal mediante un sistema lineal. Este sistema lineal es equivalente al sistema no lineal, considerándolo dentro de un rango de operación limitado. (14)

Si se consigue linealizar al sistema, es posible aplicarle los criterios de estabilidad de Nyquist, Bode o Lugar de Raíces, para determinar la compensación correspondiente del sistema de control y así cumplir con las especificaciones predeterminadas.

A continuación se linealizará el modelo del capítulo 3, utilizando la técnica de *promediado en el espacio de estados*, elaborada por Middlebrook, Cúk y sus colegas del California Institute of Technology (13). La cual es aplicable al convertidor reductor en un punto de operación CC de estado permanente, que recibe pequeñas perturbaciones de CA.

Linealización de la Planta

El objetivo del siguiente análisis es llevar a la ecuación 4.2 a la forma $\dot{x} = Ax + Bu$ que representa a los sistemas lineales, para luego poder obtener una función de transferencia $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ donde \tilde{v}_o y \tilde{d} son pequeñas perturbaciones en la tensión de salida v_o y la relación de trabajo d , respectivamente, alrededor de sus valores operativos de CC de estado permanente V_o y D . Solamente se va a analizar un convertidor que opera en modo de conducción continuo.

Se escriben las ecuaciones 4.2 y 4.3 en una manera compacta para poder realizar el promediado:

Ecuación 4.19

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1x + B_1v_i & 0 < t < dT \\ \dot{x} = A_2x + B_2v_i & dT < t < T \end{cases} ;$$

Ecuación 4.20:

$$\begin{cases} y = C_1x & 0 < t < DT \\ y = C_2x & DT < t < T \end{cases}$$

A continuación se promedian durante un intervalo de conmutación los términos de la ecuación 4.4 y 4.5. Resultando:

Ecuación 4.21

$$\dot{x} = \langle A_1 d + A_2 (1-d) \rangle x + \langle B_1 d + B_2 (1-d) \rangle v_i$$

Ecuación 4.22:

$$y = \langle C_1 d + C_2 (1-d) \rangle x$$

Se introducen pequeñas perturbaciones de CA, representadas por “~”, en las cantidades del estado permanente de CC (representadas con letras mayúsculas).

Ecuación 4.23

$$x = X + \tilde{x}$$

Ecuación 4.24

$$y = Y + \tilde{y}$$

Ecuación 4.25

$$d = D + \tilde{d}$$

Ecuación 4.26

$$v_i = V_i$$

Se suponen perturbaciones nulas para v_i , simplificando el análisis.

Se reemplazan las ecuaciones 4.8 a 4.11 en la ecuación 4.6 y teniendo en cuenta que $\dot{X} = 0$, se obtiene:

Ecuación 4.27

$$\dot{\tilde{x}} = AX + BV_i + A\tilde{x} + \left[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_i \right] \tilde{d} + \text{Términos que contienen productos de } \tilde{x} \text{ y } \tilde{d} \text{ que se ignoran.}$$

Donde $A = A_1 D + A_2 (1-D)$ y $B = B_1 D + B_2 (1-D)$

De manera similar, se puede obtener la ecuación para la salida.

Ecuación 4.28

$$V_o + \tilde{v}_o = CX + C\tilde{x} + \left[(C_1 - C_2)X \right] \tilde{d}$$

Donde $C = C_1 D + C_2 (1 - D)$

Se puede obtener la función de transferencia de tensión CC de estado permanente, que resulta:

Ecuación 4.29

$$\frac{V_o}{V_i} = -CA^{-1}B$$

Para obtener la transferencia deseada, se trabaja solamente con las perturbaciones de CA y mediante la transformada de Laplace se obtiene:

Ecuación 4.30

$$T_p(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = C[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_i] + (C_1 - C_2)X$$

Donde I es la matriz identidad.

Aplicando este resultado para el convertidor reductor, teniendo en cuenta que $A_1 = A_2$ y $B_2 = 0$. Se obtiene:

Ecuación 4.31

$$T_p(s) = \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}} \simeq V_i \cdot \frac{1 + s r_c C}{LC \left\{ s^2 + s \left[\frac{1}{RC} + \frac{(r_c + r_L)}{L} \right] + \frac{1}{LC} \right\}}$$

Que es la función de transferencia con la cual se trabaja para ajustar el control. Puede observarse en la ecuación 4.16 que el sistema es de tipo 0, ya que no tiene ningún integrador en su función de transferencia.

4.3.2 Elección del tipo de controlador

El controlador que se diseñe debe cumplir con las especificaciones planteadas. Para este proyecto se propusieron las siguientes especificaciones:

- Sobrepasso máximo: 40%.
- Tiempo de establecimiento: 1,5 ms al 5%.
- Error de estado estacionario al escalón nulo.

La única característica imprescindible que debe tener el controlador que se seleccione, es que contenga un integrador en su transferencia. De esta manera se puede cumplir con la especificación de tener error de estado estacionario nulo al escalón. Ya que como se vio en la sección anterior, la planta es de tipo cero.

Entre las posibilidades, una elección típica para el control de sistemas lineales es utilizar un controlador PID (Proporcional Integral Derivativo). Ya que son los controladores más utilizados en el mundo del control. Se lo representa en la figura 4.6.

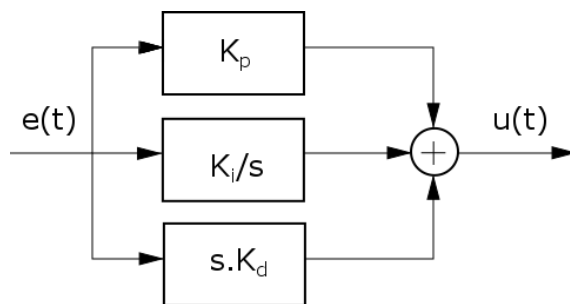


Figura 4. 6: Esquema de control PID

La acción que realizan se obtiene a partir del error entre la referencia que se pretende seguir y la medición de la variable que se pretende controlar. Las acciones que realizan los PID se componen fundamentalmente de tres operaciones: la *acción proporcional* que considera el valor actual del error obtenido; la *acción integral* que tiene en cuenta las contribuciones de las mediciones previas; y por último la *acción derivativa* que realiza una predicción de los valores futuros del error. Esta idea se ilustra en la Figura 4.7. (4)

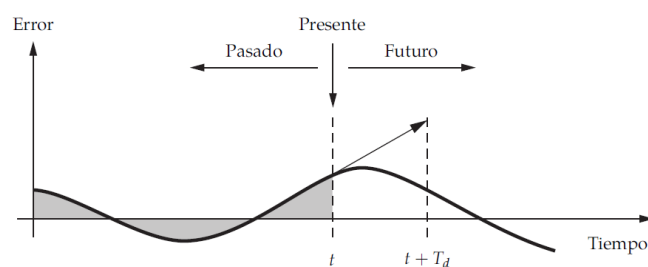


Figura 4. 7: Acción del PID

Los efectos de las operaciones que componen al controlador PID son complementarias. Las operaciones que realizan se detallan a continuación,

- **Acción Proporcional:** Aumenta la velocidad en la que se modifica la respuesta del sistema y disminuye el error de estado estacionario si no se toma en cuenta la acción integral.
- **Acción Integral:** Se encarga de eliminar por completo el error de estado estacionario aunque reduce la velocidad a la que responde el sistema. La operación matemática que realiza es devolver la integral de los valores acumulados del error medido. Es por ello que si devuelve un valor constante, quiere decir que el error se ha corregido por completo. Una combinación entre las acciones proporcional e integral puede resultar un controlador apropiado en muchos casos. Por esa razón es muy común encontrar controladores compuestos únicamente por estas dos acciones.
- **Acción Derivativa:** La idea de esta operación es obtener una anticipación del valor del error a través de su derivada, realizando una corrección prematura aumentando la velocidad del sistema. Es necesario que el ajuste de los parámetros sean correctamente elegidos. Evitando así, que esta acción cause comportamientos indeseados. Ya que una sintonía inadecuada puede perjudicar la estabilidad del sistema, generando oscilaciones.

Cuando se trabaja con convertidores de potencia, el ripple presente en las señales medidas hace que se tenga que evitar utilizar el término derivativo. La acción de este término amplifica el rizado, que para el control que se desea realizar es considerado ruido y se lo trata de evadir. Por lo tanto, se elige un controlador proporcional integral (PI). Ya que el hecho de que contenga el término integral permite que siga perfectamente las referencias de tipo escalón. En la figura 4.8 se muestra el esquema de lazo cerrado con el controlador seleccionado.

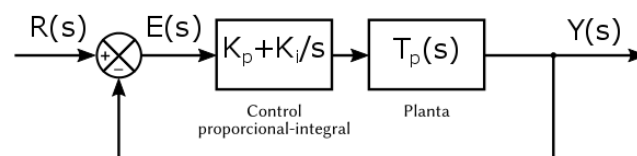


Figura 4. 8: Esquema de lazo cerrado controlador - planta

La acción de control para el convertidor electrónico de potencia es el ciclo de trabajo d . Con el ciclo de trabajo se varía la tensión de salida, tal como lo describe su transferencia. El problema es que d solamente puede tomar valores entre 0 y 1, generando una saturación. Esto hace que aparezca el fenómeno de *windup* en el sistema y provoca la necesidad de buscar soluciones.

Efecto de Windup Integral

Aunque se pueden comprender muchos aspectos de un sistema de control basándose en la teoría lineal, deben tomarse en consideración algunos aspectos no lineales. Un efecto muy importante a tener en cuenta son las limitaciones que todos los actuadores poseen. Puede suceder que la variable de control alcance los límites del actuador. Cuando esto sucede, el lazo de realimentación se rompe y el sistema opera como un sistema en lazo abierto porque el actuador permanece en su límite independientemente de la salida del proceso. Si se utiliza un controlador con acción integral, el error puede continuar siendo integrado, generando que ese término se haga muy grande o, coloquialmente, realice un “*windup*”. Este comportamiento genera grandes transitorios para el establecimiento del sistema cuando el actuador se satura.

(15)

Dos de los algoritmos de anti-windup son *backwardcalculation* y *clamping*. En **backwardcalculation** cuando la salida satura, se recalcula el término integral del controlador, de forma que su nuevo valor da una salida en el límite de la saturación. Es ventajoso no resetear el integrador instantáneamente, sino hacerlo con una constante de tiempo T_t . La figura 4.9 muestra un diagrama en bloques del controlador PI con la protección anti-windup descrita.

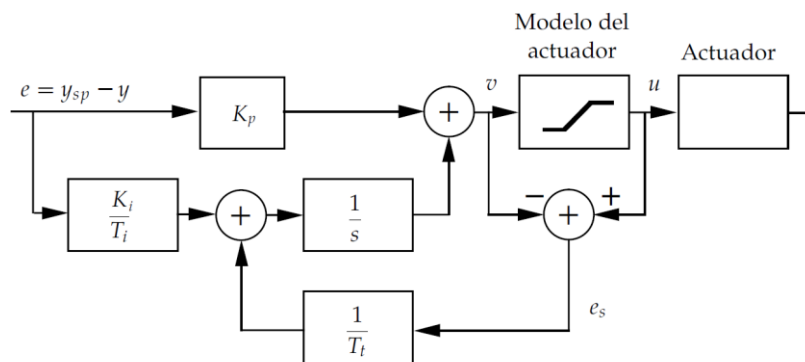


Figura 4. 9: Diagrama en bloques del algoritmo backwardcalculation

El sistema tiene un camino de realimentación extra que se genera midiendo la salida del actuador, o la salida de un modelo matemático del actuador con saturación. Formando una señal de error (e_s) como la diferencia entre la salida del controlador y la salida del actuador. Esta señal de error es alimentada a la entrada del integrador a través de la ganancia $1/T_i$.

El **clamping** o integración condicional es una alternativa al algoritmo anterior. En este método se desconecta la integración cuando la acción de control se satura, de esta manera se evita el windup. La diferencia que tiene con backwardcalculation es que no se resetea el término integral, sino que éste mantiene el último valor antes de que la señal de control sature. Tiene una implementación más sencilla.

4.3.3 Diseño del control

Luego de obtener el modelo de la planta a controlar, elegir el controlador y considerar los efectos alineales que aparecen, es el momento de diseñar el control. Lo primero que se hace es discretizar la estructura PI y el modelo de la planta, para poder trabajar con ambos en el dominio discreto.

Para la discretización del PI se realiza una aproximación numérica del término integral empleando la regla rectangular hacia atrás o Euler hacia atrás. Si la frecuencia de muestreo es suficientemente alta, que en este caso lo es, la aproximación es válida. De esta manera, el algoritmo del PI queda:

Ecuación 4.32

$$PI(z) = K_p + K_i \cdot T_s \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}}$$

Para la transferencia de la planta se cambia de dominio utilizando el comando `c2d()` de Matlab. Que transforma el dominio utilizando muestreo y retención, modelado por el ZOH (Zero OrderHold).

Una vez hecho esto, se utilizó el software Control SystemDesigner de Matlab, tal como se muestra en la figura 4.10. Para iniciar el programa es necesario cargar la planta y el compensador en G y C respectivamente.

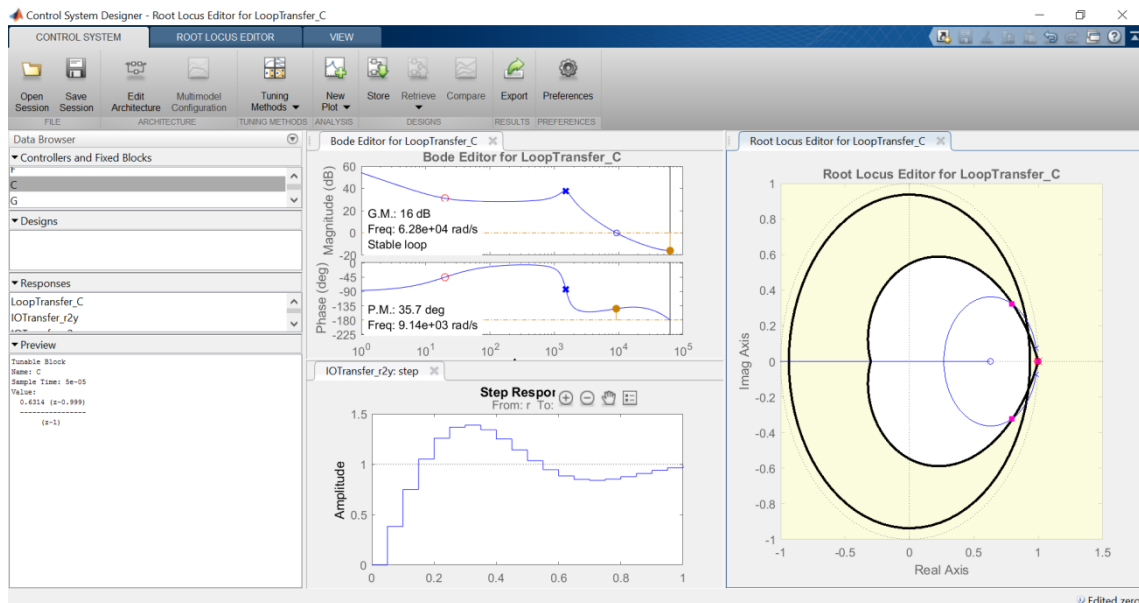


Figura 4. 10: Colocación de Polo y cero mediante control systemdesigner

En este software se puede elegir que diagramas mostrar. En la figura 4.10, se está mostrando la respuesta al escalón, el diagrama de bode y el lugar de raíces. La zona que está en blanco en el Lugar de raíces es la zona donde se cumple con las especificaciones. Este software tiene la posibilidad de indicarle que especificaciones se deben cumplir y se encarga de mostrar en qué lugar del diagrama se cumplen.

Las especificaciones que restan cumplir son:

- Tiempo de establecimiento= 3ms.
- Porcentaje de sobrepico máximo=40%.

Para la elección del cero y la ganancia se tuvo en cuenta que el cero no tenga ni un valor demasiado pequeño, ni que esté muy encima del polo para no tener problemas cuando se seleccione un tipo de dato para su presentación.

Ecuación 4.33

$$PI(z) = 0.7323 \frac{(z - 0.999)}{z - 1}$$

Una vez obtenida la transferencia, comparando la ecuación 4.17 con la 4.18 puede obtenerse:

$$K_p = 0.73158768$$

$$K_i = 14.6464$$

Para verificar el comportamiento del sistema con las ganancias sintonizadas, se plantea un sistema como el de la figura 4.11 donde aparece el controlador y la planta. En esta configuración dentro del bloque PI (z) se asignan K_p y K_i encontrados. Excitando luego al sistema con un escalón unitario.

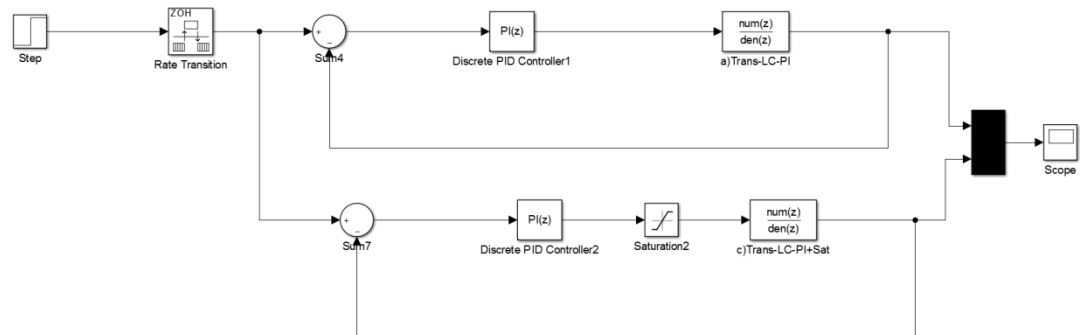


Figura 4. 11: Verificación del comportamiento del sistema con simulink

El procedimiento de análisis es realizado para el sistema sin saturación y luego con una saturación entre 0 y 1 que modela a la acción de control que tiene el sistema real, logrando una respuesta que se acerca aún más a la realidad. Estas respuestas se representan en la figura 4.12.

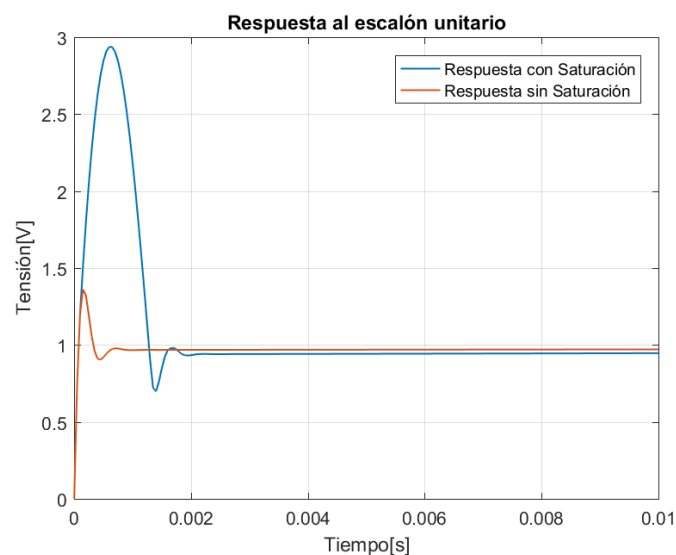


Figura 4. 12: Resultados simulación figura 4.11. A) Sistema sin saturación inherente. b) Sistema con modelo de saturación.

Puede observarse que la salida del sistema que no tiene saturación cumple con las especificaciones, teniendo un tiempo de establecimiento de 1ms y un sobrepico de 36%. Sin embargo, la respuesta del modelo más realista, que es cuando se agrega la condición de saturación tiene un sobrepico del 200%, el cual es inadmisibles.

Con la idea de mitigar el problema se agregan a la simulación los dos sistemas de antiwindup estudiados, clamping y backwardcalculation. Volviendo a simular la respuesta al escalón, la cual aparece en la figura 4.13, pudiendo observarse que los sistemas agregados mejoran el tiempo de establecimiento del sistema, tal como se desarrolla en la teoría, pero no limitan el gran sobrepico que se tiene. La imposibilidad de limitar el sobrepico sucede porque el problema está asociado al término proporcional y el hecho de que la acción de control no puede tomar valores negativos. Entonces cuando el controlador propone un pico positivo grande en el inicio, porque el control es agresivo, luego no puede contrarrestarse con valores negativos para corregir rápidamente.

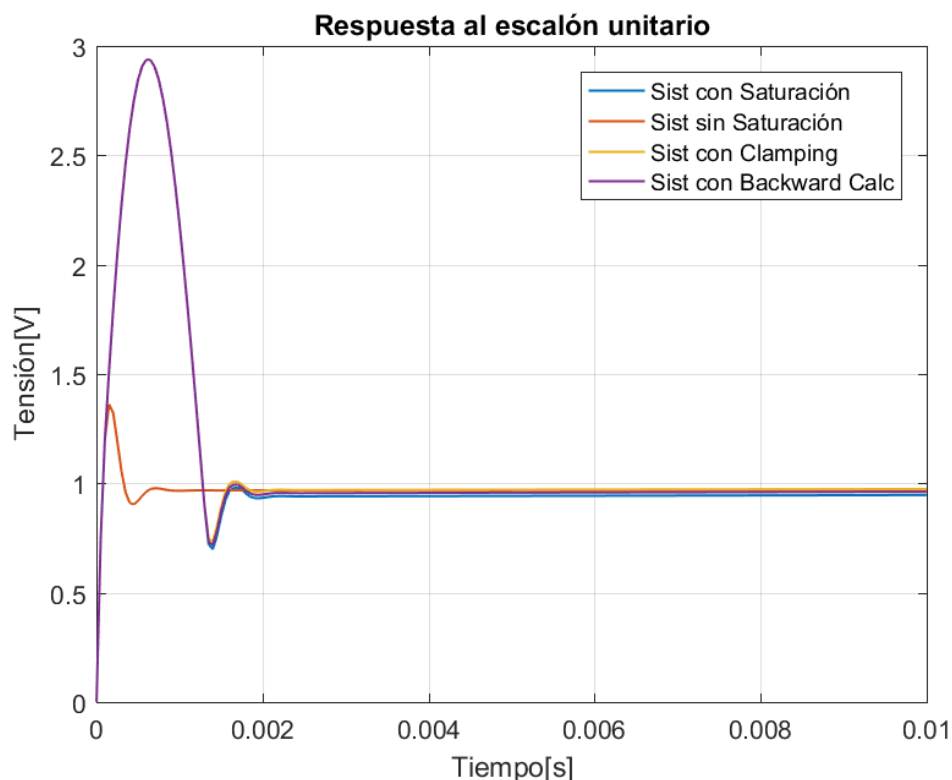


Figura 4. 13:a) Sistema sin saturación. b) Sistema con saturación. c) sistema con metodoantiwinupClamping. d) sistema con método antiwindupbackwardcalculation.

Por lo tanto, se utiliza la herramienta PID Tuning, para reajustar los valores de las constantes K_p y K_i , siempre trabajando con el sistema lineal. Para este nuevo ajuste se tiene en cuenta el esfuerzo del controlador, que es la acción de control a la salida del PI. Buscando obtener una acción de control que evite entrar en saturación, o que si lo hace, no sea de manera excesiva.

Como se ve en la figura 4.14, antes de utilizar el software, se tiene una acción de control que se torna demasiada negativa (señal discontinua). Luego del ajuste, se evita que el esfuerzo de control sea muy negativo, se mejora el sobrepico, pero se ralentiza el tiempo de establecimiento (señal continua).

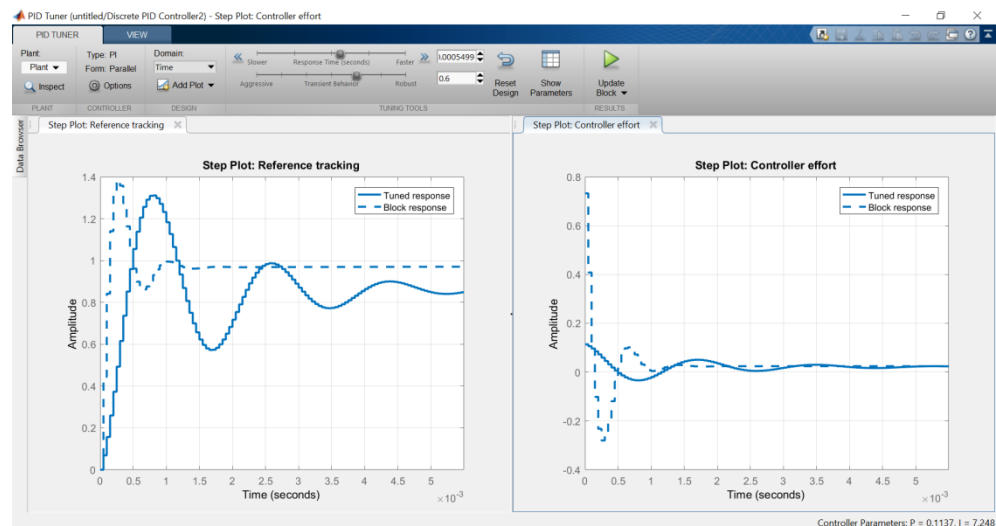


Figura 4.14: Uso del software PID Tuning. Izquierda: Respuesta al escalón unitario. derecha: Esfuerzo del controlador.

Luego del ajuste los valores de K_p y K_i son actualizados. Los nuevos valores

son:

$$\begin{matrix} K_p = 0.11226 \\ K_i = 7.1121 \end{matrix}$$

Se obtienen nuevas respuestas, que se muestran en la figura 4.15. En la cual puede observarse que la respuesta del sistema saturado con antiwindup tiene un desempeño con un sobrepico mucho menor al de la figura 4.12.

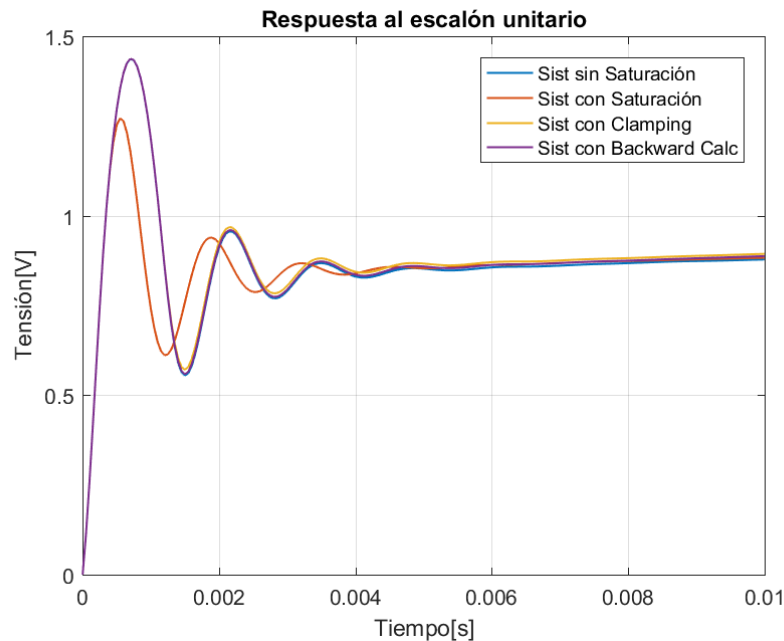


Figura 4. 14: Respuesta al escalón con nuevos valores de Kp y Ki. A) sistema sin saturación. B) sistema con modelo de saturación.C) sistema con antiwindupClamping. D) Sistema con antiwindupBackwardCalculation

4.4 Comentarios Finales

Luego del desarrollo del capítulo queda claro que arrancando desde un modelo no lineal, se realizó una linelización para obtener una planta con la cual poder trabajar, luego se seleccionó un controlador para cumplir con las especificaciones propuestas. Pudo resolverse un problema de saturación aplicando técnicas estudiadas de la bibliografía.

Se debe aclarar que se tuvo que tomar la decisión de priorizar un bajo sobrepico frente a un rápido tiempo de establecimiento. Ya que el primero es más crítico en el sistema porque implica picos de corriente, los cuales son peligrosos para el sistema real. Es por eso que en la figura 4.15 se observa que el tiempo de establecimiento es de aproximadamente 25 ms, lo cual es una buena respuesta, aunque no cumpla con la especificación inicial.

5 IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

5.1 Introducción

En este capítulo se presentan los detalles concernientes a la etapa de implementación del sistema de control propuesto, conjuntamente con los resultados experimentales obtenidos, tanto parciales como finales.

Luego de haber concluido la fase de diseño, sintonía y validación por simulación, desarrollada en el capítulo previo, como primer paso de la presente etapa es necesario llevar esos diseños a una plataforma de implementación versátil, que además permita una comunicación eficiente con el Convertidor de Potencia. La plataforma elegida para este proyecto es una FPGA, ya que su funcionamiento concurrente permite cumplir con las exigencias que tiene el control de convertidores de potencia conmutados.

En la figura 5.1 se muestra un diagrama del sistema completo. Cabe destacar que con excepción del convertidor (construido originalmente por Caravelli – Irusta y

adaptado por Mancini como reductor, en proyectos previos), todos los bloques fueron desarrollados en este proyecto, estando implementados en la FPGA.

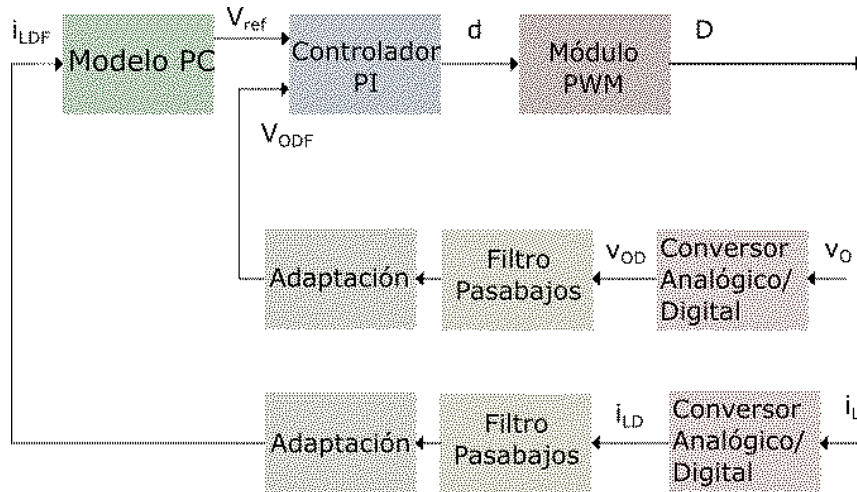


Figura 5. 1: Diagrama en bloques del sistema completo

La disposición de estos bloques es la final, para llegar a este resultado se fueron realizando distintas pruebas en cada bloque, de manera individual y luego en conjunto. Complejizando el sistema y agregándole elementos, a medida que se iba ensayando su funcionamiento. En las siguientes secciones se explicará detalladamente cada módulo que compone al emulador, mostrando como está compuesto y cómo fue realizado.

5.2 Conversor Analógico Digital

La FPGA utilizada es una Spartan 6, la cual está montada en una placa educativa fabricada por Digilent y llamada Nexys 3. La placa Nexys 3 no tiene incorporado un ADC, pero, tiene la posibilidad de agregar Módulos Periféricos (Pmod's). Los Pmod's son exclusivos de Digilent y hay disponible una gran cantidad de Módulos, ahora solamente se mencionará el utilizado para el proyecto, el Pmod AD1.

El Módulo Periférico Pmod AD1, que se muestra en la figura 5.2, tiene dos ADC de 12 bits, con una frecuencia de muestreo máxima de 1MS/s y un filtro anti-aliasing para cada conversor. Ambos conversores transforman una señal que va de 0 a V_{dd} , en un valor digital que va de 0 a 4095. Se comunica mediante un protocolo SPI-like que trabaja con una señal de Chip Select y con líneas de datos Master-In-Slave-Out.

tensión y otro para la medición de corriente. Ambas mediciones se toman desde puertos especialmente adaptados para instrumentación, ubicados en el convertidor de potencia. La etapa de instrumentación fue diseñada por Caravelli e Irusta para su trabajo final y adapta las señales de corriente y tensión a valores que van de 0 a 3.3V aptos para poder ser leídos por la FPGA.

5.3.1 Filtro en la medición de corriente

Es fundamental para el buen funcionamiento del modelo que el filtro que se coloque a la salida de la medición de corriente solamente deje pasar valores de continua. Ya que esos valores son los que entrarán en el modelo de PC generando la referencia que hace funcionar al emulador, fluctuaciones en los valores medidos se traducirán en variaciones en la referencia, provocando un mal comportamiento del sistema. La corriente medida tendría la forma de onda de la figura 5.4 si la etapa de instrumentación no existiese, pero en beneficio del proyecto, la forma de onda con la que se va a trabajar ya fue filtrada analógicamente.

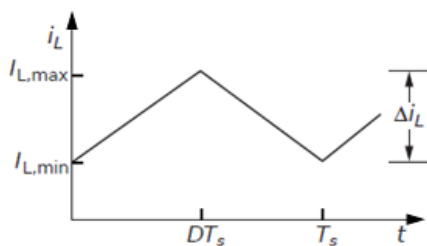


Figura 5. 4: Forma de onda de la corriente en el inductor

El filtro que se implementa es un filtro Butterworth digital de segundo orden, la frecuencia de corte elegida es de $f_c=50\text{Hz}$. Se probaron frecuencias de corte más altas pero el mejor resultado se encontró con esta frecuencia. Los coeficientes del filtro se calculan en Matlab con el comando `>>butter ()`.

5.3.2 . Filtro en la medición de tensión

Para la medición de tensión el filtro tiene especificaciones más holgadas, ya que la salida del convertidor CC-CC garantiza un bajo porcentaje de ripple en su tensión en la carga. La elección de la frecuencia de corte representa una relación de compromiso para este componente, elegirla demasiado baja afecta el desempeño del

control a lazo cerrado y si es demasiado alta, ruido en la medición puede entrar al lazo de control, también afectando su desempeño.

Es por eso que se implementó un filtro con una frecuencia de corte en $f_c=3$ kHz, también es un filtro Butterworth digital de orden dos.

Se verifica cuanto afecta el filtro a la colocación de los polos en lazo cerrado, al tener en cuenta que el filtro se encuentra en el lazo de realimentación. El análisis se realiza comparando dos lugares de raíces, el lazo cerrado con y sin el filtro. Para generar los Lugares de Raíces se utiliza el comando `>>rlocus()` de Matlab aproximando el PI y el Filtro a que son analógicos, para poder hacer el diagrama en el dominio de s y obtener la figura 5.5.

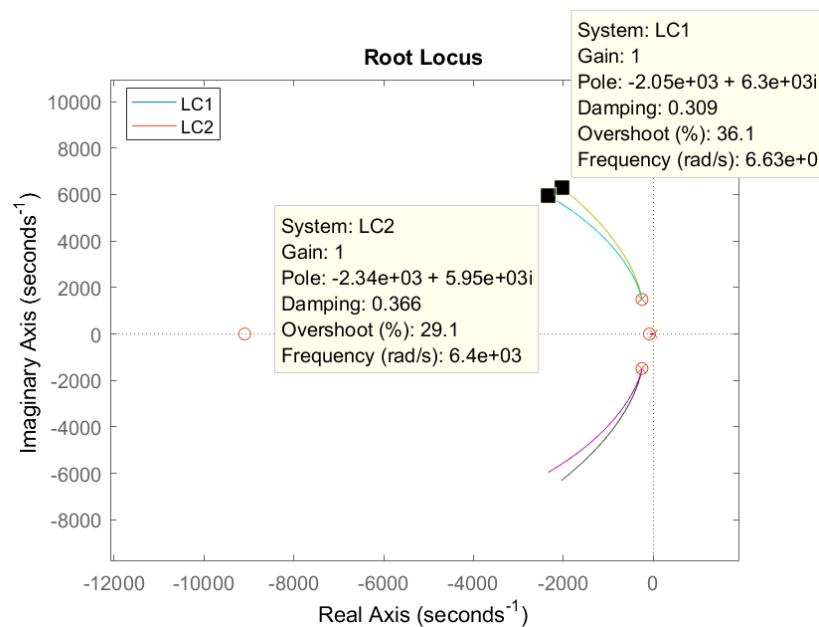


Figura 5. 5: Efecto del filtro en el lazo de realimentación. LC1: Lazo Cerrado sin el filtro. LC2: Lazo cerrado con el filtro.

Se calculan los porcentajes en los que se modifica la posición de los polos en módulo y fase, considerando esa modificación como un error relativo, se obtiene:

$$e_{\text{mod}} = 3.6215\%$$

$$e_{\text{fase}} = -3.0475\%$$

El cual resulta un error despreciable frente al error del sensor de tensión.

5.3.3 Estructura del filtro

Como los filtros se diseñaron partiendo de una forma de Butterworth que es un diseño analógico, se deben representar en un esquema IIR, ya que esta forma es la contraparte discreta de estos filtros.

Entre las posibles estructuras, se elige la *Forma Directa I* que realiza una implementación directa de la ecuación en diferencias. Su estructura puede verse en la figura 5.6 a). Mientras que la implementación realizada en Simulink puede verse en la figura 5.6 b)

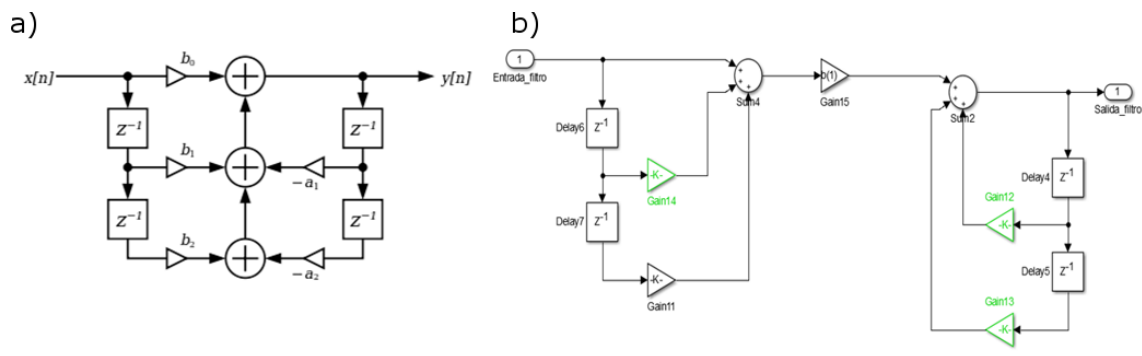


Figura 5. 6: a) Forma directa para filtro de segundo orden. B) Implementación en Matlab.

Para transformar el modelo de Simulink a código VHDL es necesario elegir un tipo de datos para la representación de las ganancias. Para el filtro de corriente se eligió una representación en punto fijo de 64 bits de longitud de palabra y 32 bits para representar la fracción, debido a que sus ganancias son muy pequeñas ya que el filtro tiene una especificación exigente. El filtro de tensión se representa con 32 bits de longitud de palabra y 16 bits para representar la fracción.

Como los coeficientes son valores pequeños, para no tener un error grande debido a la cuantización se sacó la ganancia b_0 de factor común en la ecuación en diferencias para que las ganancias para una mejor representación de las ganancias. Esa diferencia es la que se aprecia entre los esquemas a) y b) de la figura 5.6.

5.4 . Implementación del PI

El bloque PI se implementó con el modelo en Simulink de la figura 5.7, siguiendo la ecuación 4.17 del Capítulo 4. Se agregó el bloque de saturación para poder implementar un sistema de antiwindup. El modelo se transformó a VHDL con el HDL

Coder, eligiendo como tipo de dato punto fijo de 32 bits de longitud de palabra y 16 bits para la fracción. El método de antiwindup se realizó en lenguaje VHDL, implementando clamping, que se formó comparando los valores antes y después de la saturación, poniendo a cero la entrada de la integral cuando la acción de control se satura. Se seleccionó clamping por su simpleza en la implementación, ya que en la mejora en la respuesta transitoria no hay diferencia apreciable entre los dos métodos estudiados, esta aseveración puede comprobarse observando la figura 4.15 del Capítulo 4.

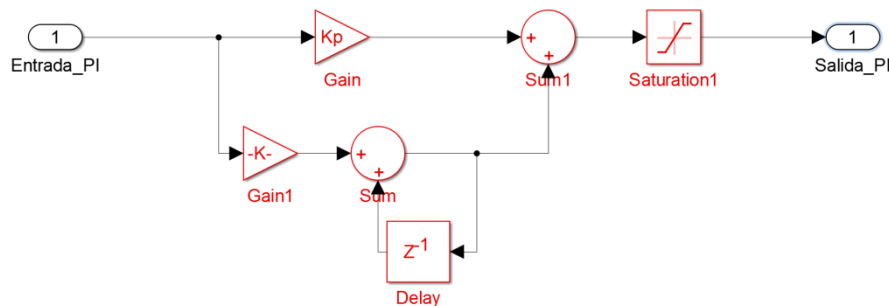


Figura 5. 7: Modelo de simulink para el PI

5.5 Bloque PWM

Este bloque es el nexo entre la acción de control y el convertidor. Recibe como entrada un ciclo de trabajo provisto por la salida del controlador PI y lo transforma en una señal de ancho de pulso modulado (PWM), que se encarga de abrir y cerrar las llaves del convertidor reductor, permitiendo su funcionamiento.

El bloque fue realizado completamente en VHDL, utilizando código libre y se configura usando 3 parámetros GENÉRICOS importantes:

- *sys_clk*: Se expresa la frecuencia del reloj del sistema en Hz.
- *pwm_freq*: Frecuencia deseada del PWM.
- *bits_resolution*: La cantidad de bits con la que se representará el ciclo de trabajo.

La frecuencia del PWM se seleccionó para que fuera $f_{PWM} = 20kHz$, que es la frecuencia de conmutación del convertidor de potencia.

El parámetro *bits_resolution* determina la resolución que tendrá el ciclo de trabajo, para el proyecto se decidió tener 16 bits lo que implica una resolución de 6553 valores, lo que permite tener un ajuste posible de
$$ajuste = \frac{1}{pwm_freq \cdot 2^{16}} = 0.762 \mu s$$

Para entender el funcionamiento del código se realizó una simulación en el entorno ISim propio de ISE Webpack, como muestra la figura 5.8. La simulación fue hecha entrando con un valor en la variable duty, de 2048 que es equivalente a un ciclo de trabajo de 3,13%.

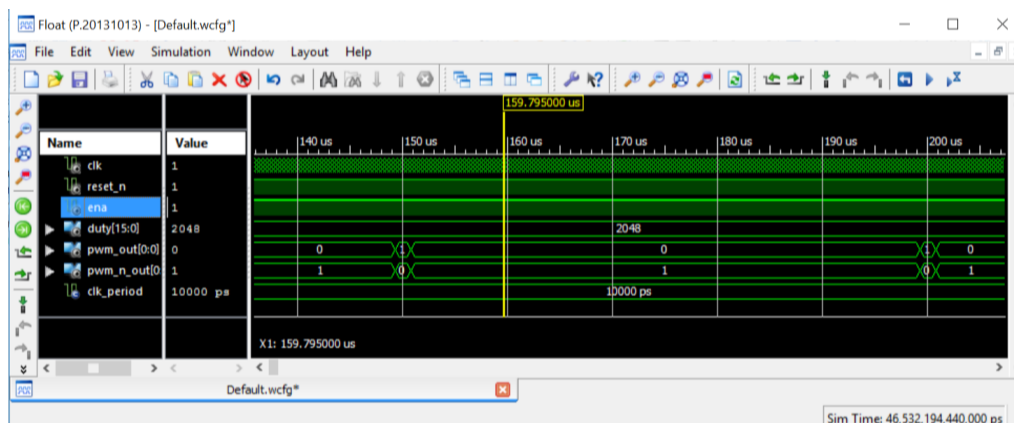


Figura 5. 8: simulación del comportamiento PWM

5.6 BloqueGenerador de Referencia

Este bloque fue diseñado en el capítulo anterior, lo que resta es encontrar una manera en la que la curva de interés pueda ser representada en VHDL. El lenguaje VHDL no es de los llamados abstractos, que pueden trabajar con ecuaciones matemáticas, por lo tanto no es posible implementar la ecuación que se quiere representar dentro de la FPGA. Por este motivo se buscó una opción elegante para poder representar el modelo de tensión de la PC, la ecuación 4.1 fue cargada en una Tabla de Búsqueda (LUT en inglés).

La creación de la tabla de búsqueda fue realizada en Simulink, ya que este software es de lenguaje abstracto y provee un bloque como el de la figura 5.9 a), que permite representar una LUT y es soportado por HDL Coder. Que la tabla sea soportada por HDL Coder es una fundamental ya que a permite su posterior conversión a lenguaje VHDL.

Para la configuración de la LUT se cargó la ecuación 4.1 tal como se ve en la figura 5.9 b), esta ecuación fue evaluada por un vector que va de 1 a 8800, el cual representa los valores de corriente en mA y define las posiciones de acceso a la tabla. Las posiciones en la tabla son llamadas Breackpoint, cada Breackpoint se corresponde con un valor de tensión distinto. Los valores de tensión están dados por el resultado de evaluar la ecuación 4.1 con el vector de corriente descrito. Este procedimiento permite obtener una tabla que tiene una finura de 1mA, que para la aplicación que se utiliza, es como si se estuviese evaluando el valor de corriente que se mide en la propia ecuación.

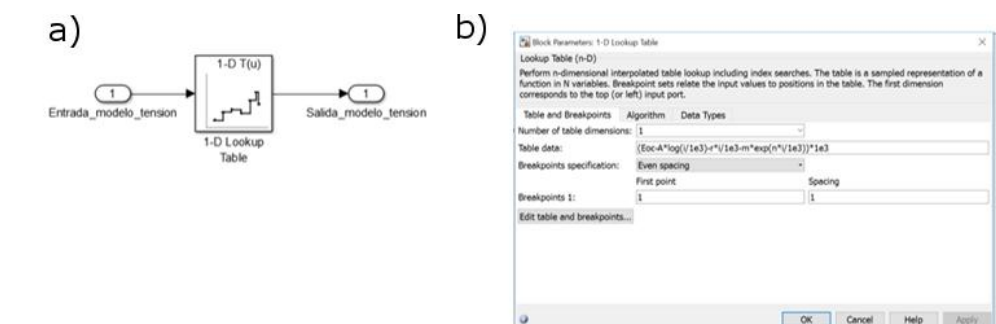


Figura 5. 9: Implementación del bloque generador de referencia

5.7 Armado del emulador

Hasta el momento a lo largo de este capítulo se describió cada bloque que compone el sistema de manera individual, pero para el funcionamiento del emulador se necesita, de alguna manera, unir todos los bloques funcionales en un bloque de mayor tamaño que cumpla la función principal, representar el funcionamiento de una PC real.

La interconexión de los bloques se realiza en el software ISE Webpack, mediante instanciación, una de las herramientas más poderosas del lenguaje VHDL, que permite ver proyectos anteriores como componentes e interconectarlos entre ellos. Cuando se programa de esta manera, se dice que se está realizando una programación estructural tal como fue definido en el Capítulo 3, sección 3.5.1.

La figura 5.10 muestra un proyecto en donde se utilizó la instanciación, en la zona encerrada por la circunferencia roja puede observarse el Top Module y luego todos los componentes instanciados.

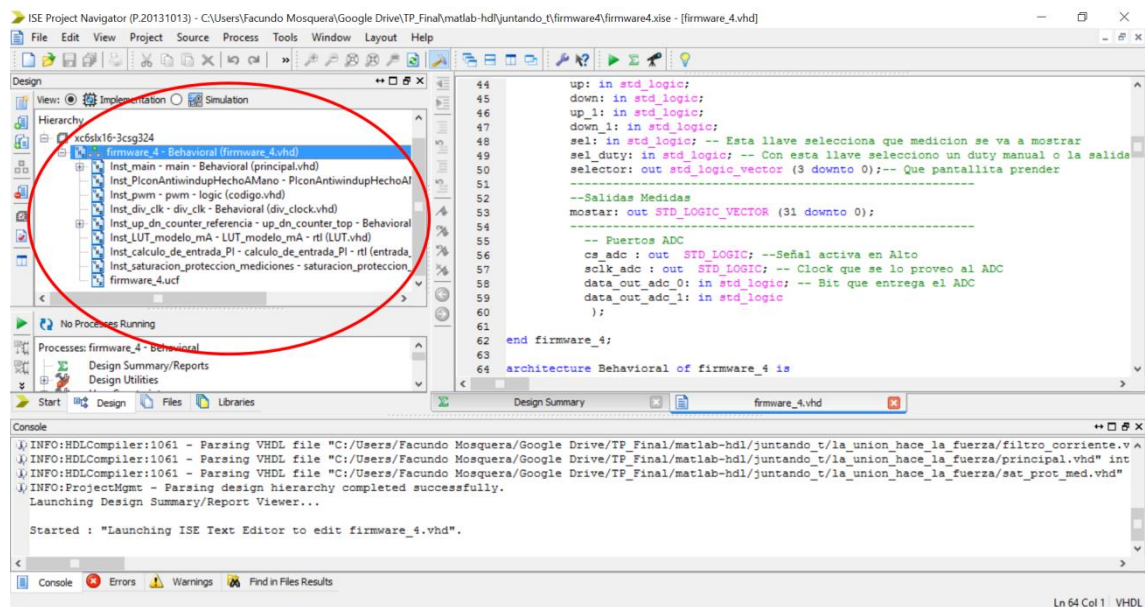


Figura 5. 10: Entorno de desarrollo ISE Webpack. Encerrado en la circunferencia, el método de programación estructural

A continuación se relatarán las progresivas pruebas que se fueron realizando en Hardware debido a que ya no alcanzaba con su simulación en el software ISim para validar su funcionamiento. Las pruebas se realizaron conectando el FPGA y el convertidor como muestra la figura 5.11.

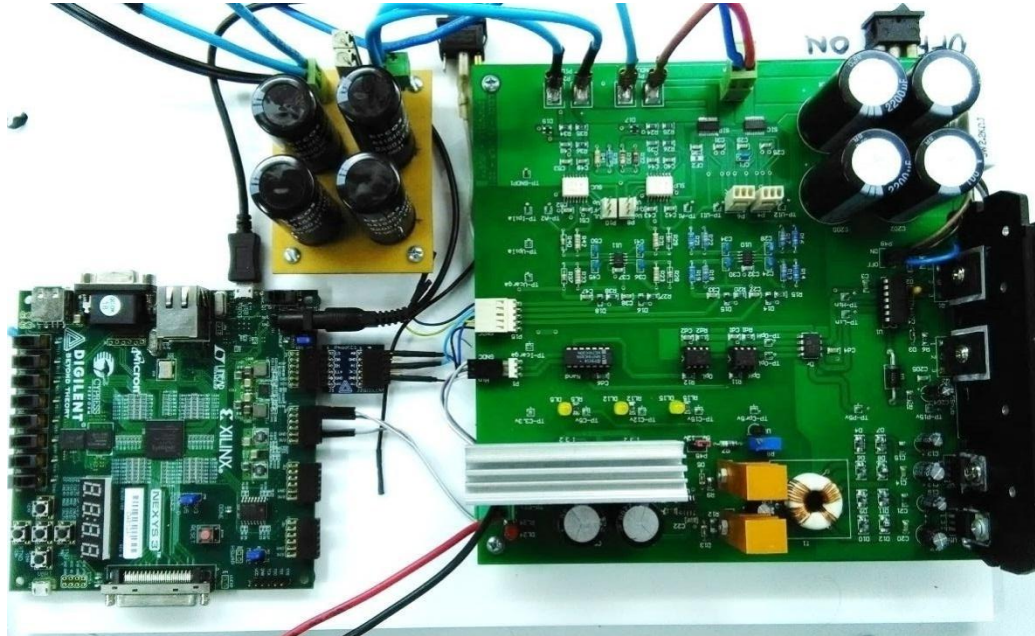


Figura 5. 11: Conexión de la FPGA con el Convertidor

5.7.1 Prueba de lazoabierto

El mayor objetivo de esta prueba en Hardware fue comprobar el funcionamiento del convertidor y cotejar la correcta generación del ciclo de trabajo por parte de la FPGA. El funcionamiento del convertidor era necesario verificarlo ya que no se sabía en qué estado se encontraba al momento de iniciarlo por primera vez.

Para realizar la prueba se implementó en la FPGA la posibilidad de variar, a través de botones disponibles en la Nexys 3, el ciclo de trabajo de la señal PWM con la que se excita a las llaves del convertidor.

La prueba manifestó un correcto funcionamiento del convertidor y de la generación de la señal PWM. Una vez que el convertidor se encontraba funcionando se realizó un relevamiento de las ganancias en los sensores de corriente y tensión,

midiendo la salida del convertidor y comparándola con los valores medidos a la salida de los sensores. Obteniendo los gráficos de la figura 5.12.

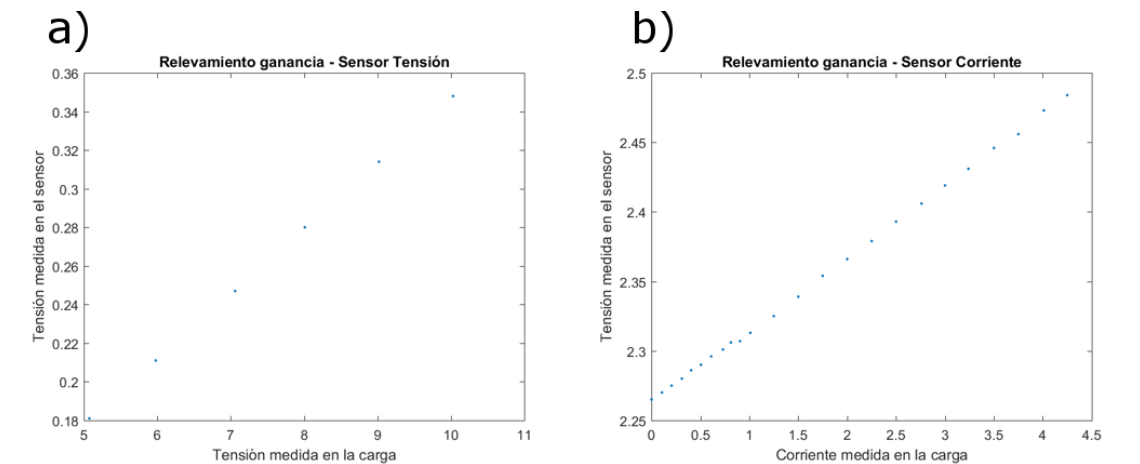


Figura 5. 12: Relevamiento de los sensores. a) Tensión. b) Corriente

Tal como se ve en la figura 5.12 el sensor de corriente tiene una salida en tensión y un offset que se debe compensar para poder tener la indicación en corriente. La ganancia de ambos sensores se obtuvo mediante el software Curve FittingTool, aproximando con un polinomio de primer orden.

5.7.2 . Pruebas a Lazocerrado

Para probar el lazo cerrado se implementaron distintos esquemas en la FPGA, las primeras pruebas se realizaron generando una referencia de tensión manual con los botones. Esta referencia se compara con la señal de tensión medida y tiene saltos de 0,5V. Los sistemas implementados fueron:

- Un lazo cerrado con una ganancia proporcional y una saturación para evitar darle al PWM un ciclo de trabajo mayor que 1, el cual no podría interpretar correctamente. De esta manera se verificó que el sistema podía ser realimentado. La configuración funcionó con éxito y pudo observarse el error de estado estacionario que describe la teoría.
- En esta configuración se le agrega a la ganancia proporcional testeada anteriormente un integrador, implementando un PI, esta disposición también funciona correctamente pero se observa que dependiendo del tiempo que está saturado es cuanto demora en salir de la saturación, es decir, se hace presente el fenómeno del integrador windup.

- Es por lo comentado en la última oración de la viñeta anterior que se prueba agregar al controlador PI un sistema de antiwindup, observando que independientemente de cuánto tiempo esté saturado, el sistema siempre sale de la saturación de la misma manera.

5.8 Resultados Experimentales

En esta sección se presentarán los resultados experimentales de los ensayos realizados para validar los diseños tanto del bloque generador de referencia como del bloque de control PI. Todos los ensayos fueron realizados con la configuración PI+antiwindup.

5.8.1 Validación del bloque generador de referencia

Para validar el bloque generador de referencia se generó en la FPGA la opción de variar de manera manual con los botones el valor de corriente que entra a la Tabla que contiene el Modelo de tensión de la PC. La variación de la corriente es de 0,25 A, esta posibilidad se concibió ya que es una manera de validar el funcionamiento del modelo, sin depender de la medición de corriente, sólo trabajando con el sensor de tensión y con el lazo cerrado. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 5.13.

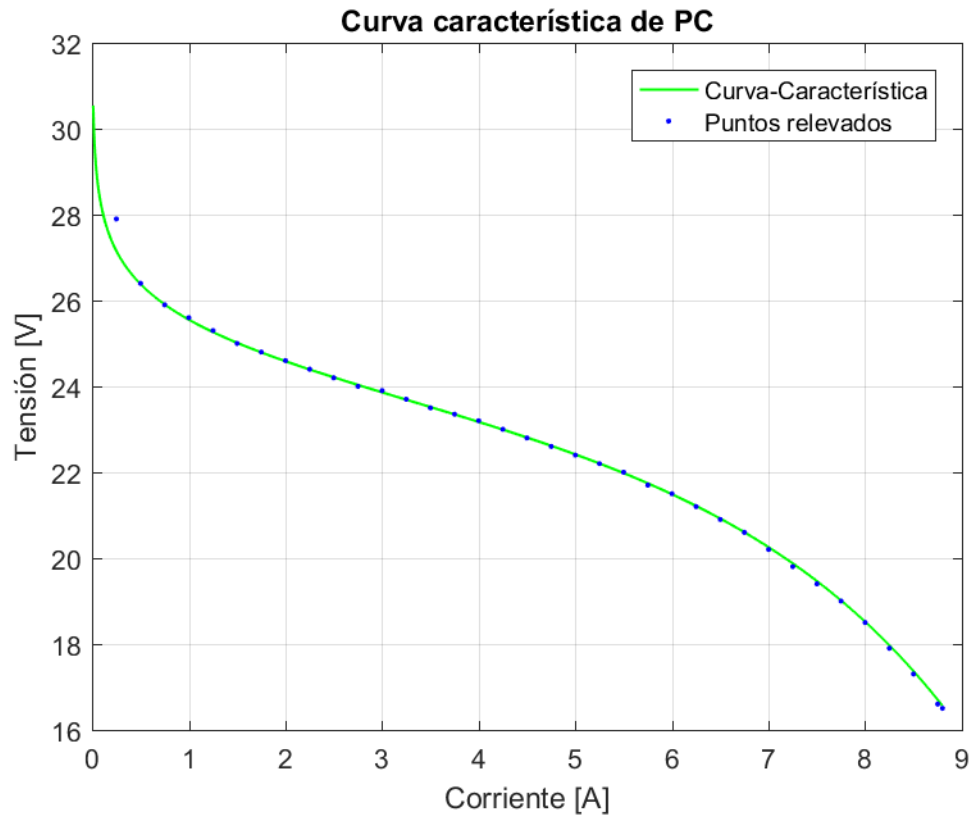


Figura 5. 13: Validación del Modelo de PC.

5.8.2 Validación del bloque de control a lazo cerrado

Este ensayo se realizó con el objetivo de verificar la sintonización del PI. Para ejecutarlo se generaron pasos de 1V cada vez que se oprime un botón. El ensayo se realizó generando un salto de 29 a 30 V, ya que el control fue linealizado alrededor de esa tensión de funcionamiento. La curva obtenida se compara con la simulación en la figur

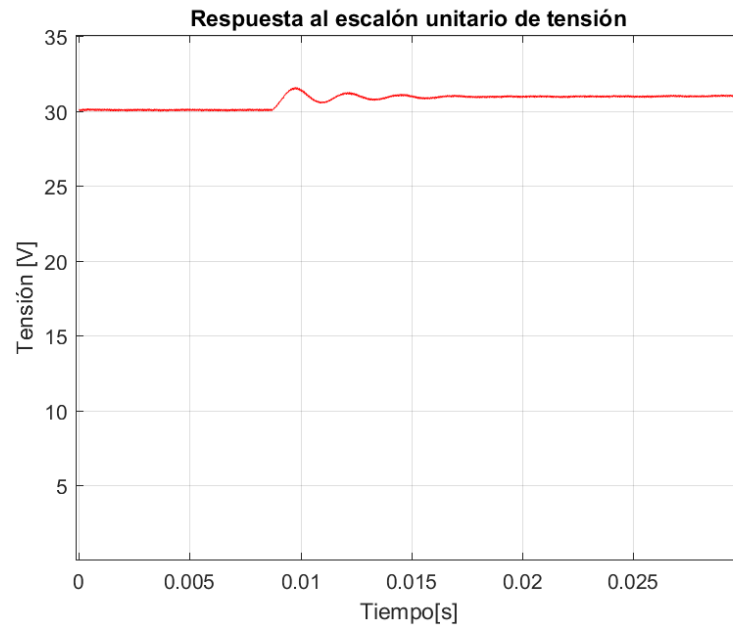


Figura 5. 14

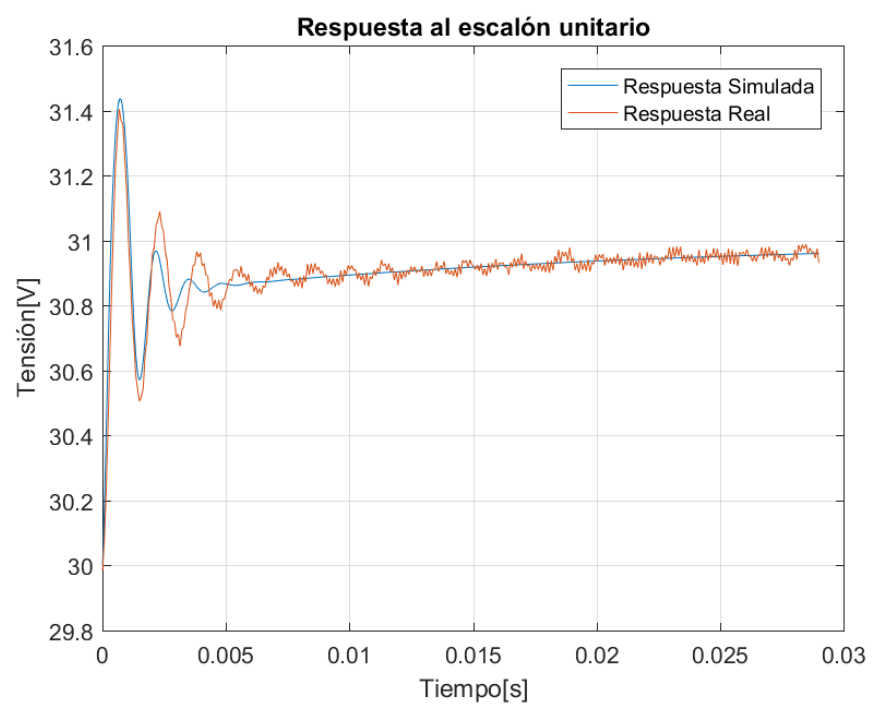


Figura 5. 15: Zoom de respuesta al escalón unitario.

5.8.3 EmuladorCompleto

Luego de verificar el funcionamiento de cada uno de los bloques que fueron creados con el objetivo final de conformar un emulador. Se realiza la prueba que concluye con el trabajo, la validación del funcionamiento del sistema como un emulador de Pila de Combustible de Hidrógeno. Para realizar este ensayo se conectó la medición del sensor de corriente al canal 0 del ADC, a esa medición primero se la transformó a Volts, ya que a la salida del ADC es un número que va de 0 a 4095, luego se le quitó el offset que aplica el sensor de corriente. La medición realizada fue filtrada por el filtro con $f_c=50\text{Hz}$, para luego ser multiplicada por la ganancia del sensor relevada previamente. Una vez que la medición de corriente estaba acondicionada para indicar su valor en Amper, mediante código VHDL fue conectada a la entrada del generador de referencia, para que éste provea la referencia de tensión que debe seguir el controlador PI.

Debido al modelo del emulador cuando le entra una corriente baja, da como resultado una tensión alta de referencia, arrancar el sistema directamente con el generador de referencia conectado puede producir un comportamiento peligroso para el convertidor. Por este motivo fue que se agregó en la FPGA la posibilidad de variar la referencia de tensión de manera manual, esto va a ir provocando un aumento de corriente, hasta que se llega a un punto en la curva en donde se igualan las tensiones de referencia y de salida del modelo. En ese momento es cuando mediante un switch se puede activar el modelo y al variar la carga recorrer la curva.

La curva fue recorrida con una resistencia variable de 5 A máximo y $14\ \Omega$, es por eso que no se pudo relevar la curva completa. El resultado obtenido se muestra en la figura 5.16.

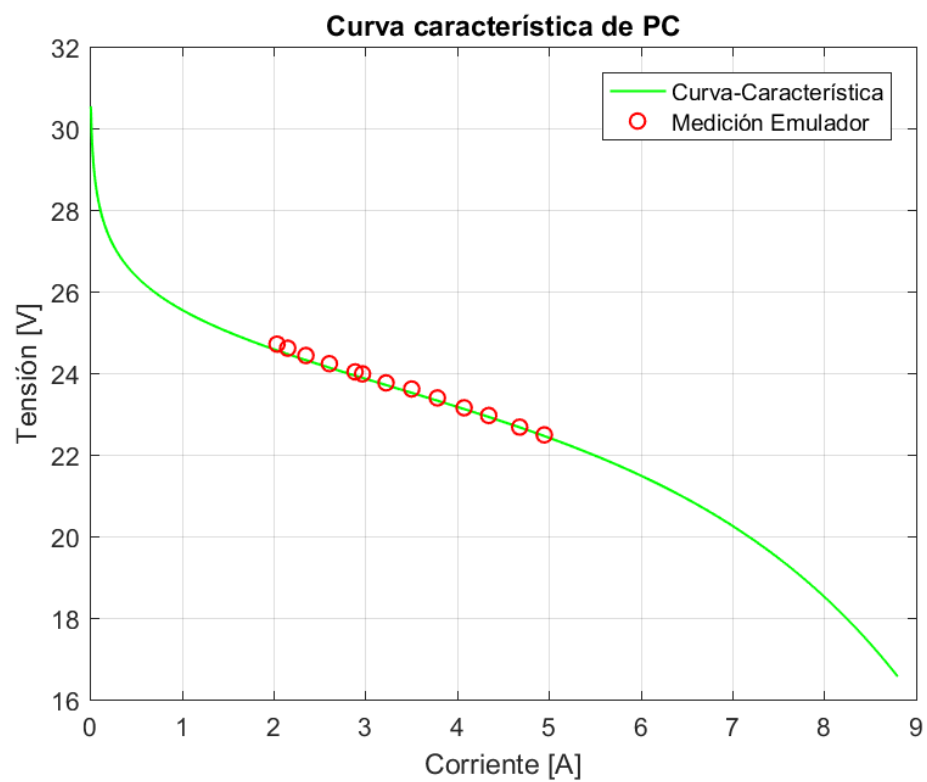


Figura 5.15: Funcionamiento del Emulador

6 CONCLUSIONES

Y

PROYECTOS FUTUROS

6.1 Conclusiones

El trabajo fue realizado para satisfacer una necesidad de un grupo de trabajo en el Instituto LEICI, la necesidad consistía en contar un equipo que emule el comportamiento de una pila de combustible y que esté basado en FPGA para lograr tener una plataforma rápida y robusta. Contar con ese equipo permite al grupo de investigación validar mediante ensayos los avances en I+D que realizan. La ejecución del proyecto atravesó una etapa de diseño y una de implementación para finalizar llegando al armado y puesta en marcha del sistema completo.

Se resolvió el problema que aparece en el control provocado por una saturación intrínseca en la planta que desmejoraba el funcionamiento del sistema sintonizado. La solución encontrada fue una combinación de reducir el esfuerzo de control y aplicar técnicas de antiwindup que se estudiaron de la teoría.

Durante la etapa de implementación se encontró una manera que resultó ser de mucha utilidad para migrar los diseños a VHDL. La utilización de HDL Coder en combinación con Simulink permite que rápidamente se pase de la etapa de diseño y simulación a la etapa de implementación. El código VHDL generado es sencillo de

comprender y permite realizarle modificaciones para una mejor adaptación al sistema completo. El poder del lenguaje VHDL hace que se pueda trabajar con cada bloque en particular y solamente agregarlo al sistema cuando funciona como es deseado. Por último, el hecho de haber elegido una FPGA como plataforma fue un gran beneficio, su funcionamiento concurrente permite tener visualizaciones de las variables medidas a la vez que se realizan los cálculos para el control, esto no era posible cuando el sistema estaba implementado en DSC.

Para la implementación del bloque generador de referencia se encontró una solución computacionalmente eficiente en donde se utiliza al máximo las ventajas de la velocidad de una FPGA, para cubrir una de sus desventajas que es el hecho de no trabajar con ecuaciones matemáticas directamente. El hecho de implementar una tabla en donde los valores de la misma son calculados previamente, permite la inclusión del modelo dentro de la FPGA, el hecho de que el dispositivo tenga memoria disponible y trabaje a gran velocidad da la posibilidad de utilizar una tabla con pasos pequeños y muchos puntos, teniendo una representación del modelo con muy buena resolución.

Los resultados experimentales obtenidos muestran un correcto funcionamiento del sistema. En la validación del bloque generador de referencia puede observarse que tanto la representación del modelo como el control a lazo cerrado de tensión tienen un correcto funcionamiento. La respuesta al escalón obtenida es similar a la simulada. Las diferencias que se observan pueden deberse al ruido que está presente en las mediciones de los fenómenos reales y a que los parámetros con los que se modeló difieren de los valores de los componentes. Además, estos últimos varían durante el funcionamiento. Por último, la zona relevada durante el funcionamiento del emulador completo muestra que el trabajo del equipo realizado cumple con las especificaciones del proyecto.

Se realizó un avance dentro de un grupo de investigación, lo que permite generar trabajos futuros.

6.2 Proyectos Futuros

Luego de la realización del emulador, el trabajo puede continuarse realizando mejoras sobre el propio emulador o avanzando en el sentido de conformar el sistema de generación híbrido. Las líneas futuras en las que se puede trabajar son:

Para tener una mejor representación de una PC real se propone como mejora agregarle dinámica de temperatura y presión al modelo de la pila.

Para utilizar el emulador en el diseño de un control supervisor, que es uno de los objetivos del grupo de investigación, es necesaria su conexión al sistema de generación híbrido. La conexión al SGH se realizará mediante un convertidor conmutado en configuración elevadora. Por lo tanto se deberá realizar el control de un convertidor elevador, además del convertidor reductor, dentro de la FPGA. Este control es diferente con respecto al del reductor, ya que se debe realizar también una realimentación de corriente para regular la tensión. Debido a que la FPGA con el hardware implementado para el emulador queda con una gran cantidad de recursos sobrantes, en principio, no habría problema para implementar el control del convertidor elevador.

7 BIBLIOGRAFÍA

1. *ROL DE LAS ENERGÍAS ALTERNATIVAS EN LA PERSPECTIVA.*
Talpone, Juan Ignacio, y otros, y otros. Bahia Blanca : Universidad Nacional de La Plata, Facultad de Ingeniería, Instituto LEICI., 2016. II Congreso Argentino de Energías Sustentables. pág. 7.
2. **Talpone, Juan Ignacio.** *Tesis de Magister: Desarrollo de un sistema híbrido de generación basado en pilas de combustible PEM y supercapacitores.* La Plata : Universidad Nacional de La Plata, 2014.
3. *A prototype of a fuel cell PEM emulator based on a buck converter.*
Marsala, Giuseppe, y otros, y otros. 86, Belfort, France : Applied Energy, 2009, Vol. I.
4. **Mancini, Claus.** *Proyecto Final: Diseño y desarrollo de emulador de pilas de combustible.* La Plata : UNLP, 2015. Vol. I.
5. **Moré, Jerónimo José.** *Tesis de doctorado: Estrategias de control avanzado para sistemas no lineales. Aplicación al control de sistemas híbridos de generación de energía eléctrica basados en pilas de combustible.* La Plata : UNLP, 2014.
6. **Larminie, J. y Dicks, A.** *Fuel cell systems explained.* s.l. : John Wiley & Sons Inc., 2003.
7. **Kunusch, Puleston y Mayosky.** *Sliding Mode Control of PEM fuel cells.* La Plata : Springer UK, 2012.

8. **Tocci, Ronald J.** *Sistemas digitales principios y aplicaciones.* s.l. : PRENTICE HALL MEXICO, 2007. 9789702609704.
9. **Carpio, Fernando Pardo.** *VHDL: Lenguaje para descripción y modelado de circuitos.* Valencia : s.n., 1997.
10. **Olloz, Serafín y otros.** *VHDL: Lenguaje estándar de diseño electrónico.* s.l. : Mc Graw Hill, 1997.
11. **Pantaleo, Martín.** *Conceptos sobre Fuentes Conmutadas.* La Plata : s.n., 2007.
12. **Hart, Daniel.** *Electrónica de Potencia.* España : Pearson Education, 2001.
13. **Mohan, Ned y otros.** *Electrónica de Potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño.* s.l. : Mc Graw Hill, 2009.
14. **Ogata, Katsuhiko.** *Ingeniería de control Moderna.* s.l. : Pearson Education, 2010.
15. **Aström, Karl y Hägglund, Tore.** *Control PID Avanzado.* s.l. : Pearson Education, 2009.